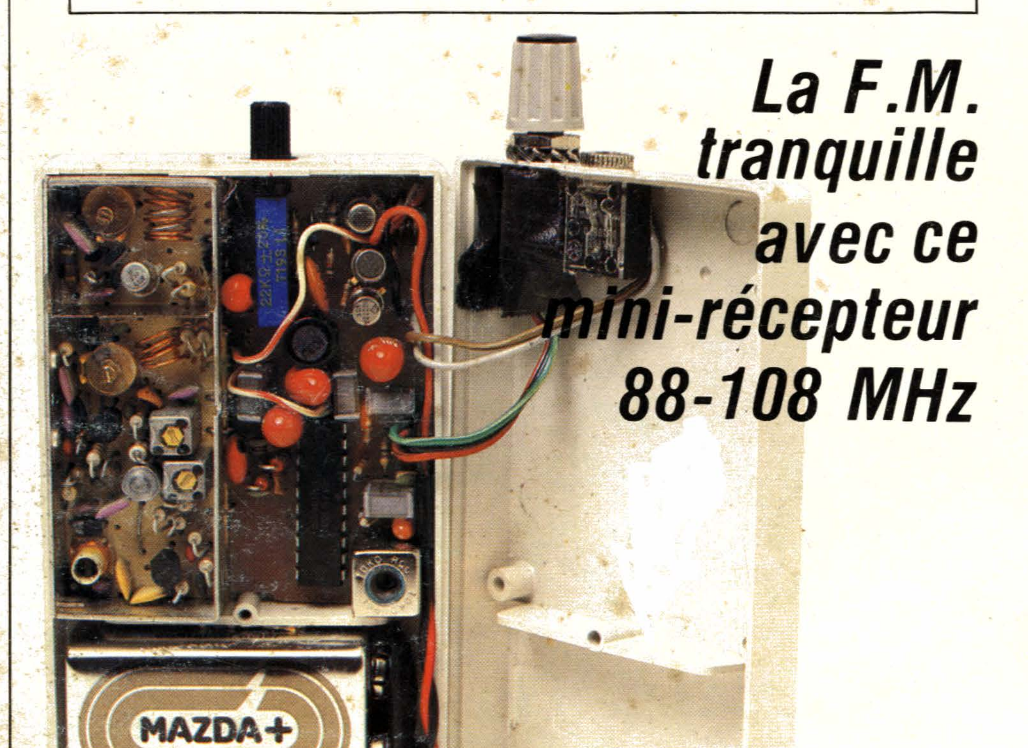
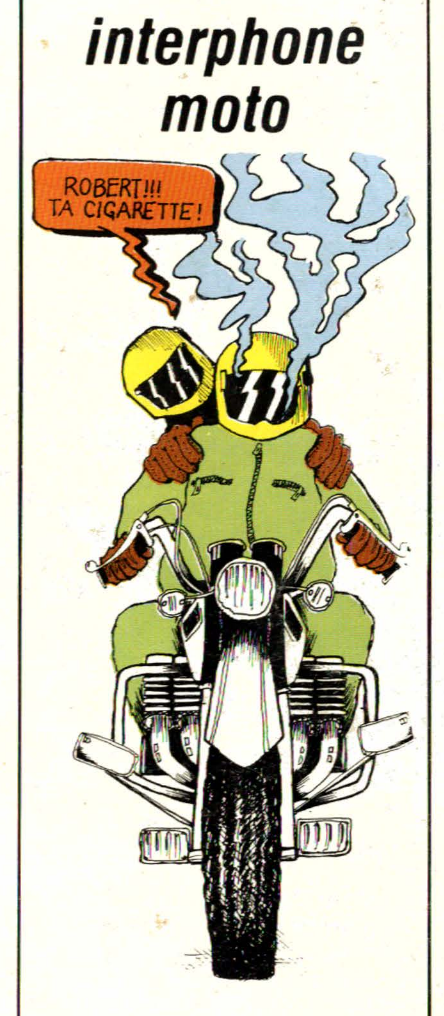
RADIO PLANS
électronique Loisirs
ISSN 0033 7668
N° 419 Oct. 82
10 f

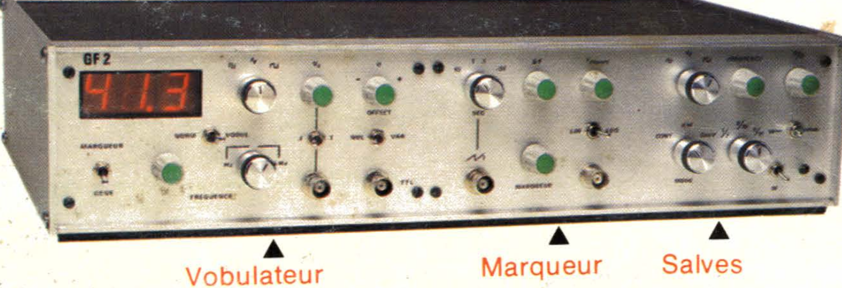
Tout sur les diodes LED



La F.M. tranquille avec ce mini-récepteur 88-108 MHz

Un interphone moto



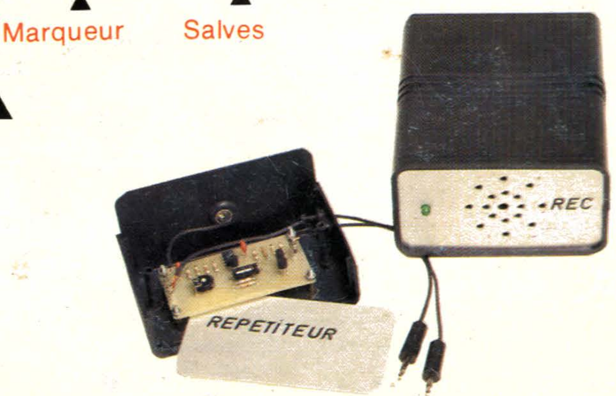


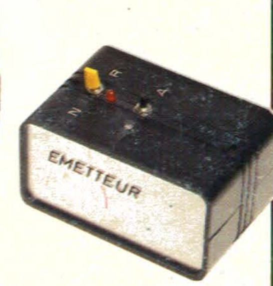
Vobulateur ▲ Marqueur ▲ Salves ▲

Le GF 2 ▲

Générateur de fonctions

Système d'appel sélectif sur secteur ▼





T 2438 - 419 - 10,00 F
Belgique : 81 FB Suisse : 5,00 FS - Canada $ 1,75 - Espagne : 175 Pesetas - Tunisie : 1,150 Dinar Italie : 3800 Lires -

RADIO PLANS électronique Loisirs

Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F. Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris. Direction-Rédaction-Administration-Ventes : 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19 - Tél. : 200.33.05.

Président-Directeur Général
Directeur de la Publication
Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur de la Rédaction
Jean-Claude ROUSSEZ
Rédacteur en chef
Christian DUCHEMIN

Secrétaire de Rédaction
Claude DUCROS
Courrier des Lecteurs
Paulette GROZA

Publicité : Société auxiliaire de publicité, 70, rue Compans, 75019 Paris. Tél. : 200.33.05 C.C.P. 3793 - 60 Paris.
Chef de publicité **Mlle A. DEVAUTOUR**

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris. France : 1 an **95 F** - Etranger : 1 an **135 F.**
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2 F en timbres.
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.

Ce numéro a été tiré à 101 600 exemplaires

OJD DIFFUSION PUBLICITE 1981

Dépot légal octobre 1982 - Editeur 1015 - Mensuel paraissant en fin de mois. Distribué par S.A.E.M. Transport-Presse Composition COMPOGRAPHIA - Imprimerie DULAC et JARDIN EVREUX.

COTATION DES MONTAGES

Les réalisations pratiques sont munies, en haut de la première page, d'un cartouche donnant des renseignements sur le montage et dont voici le code :



Temps

- (1 horloge) moins de deux heures de câblage
- (2 horloges) entre deux et quatre heures de câblage
- (3 horloges) plus de quatre heures de câblage.

Ce temps passé ne tient évidemment pas compte de la partie mécanique éventuelle ni du raccordement du montage à son environnement.



Difficulté

- (1 étoile) Montage à la portée d'un amateur sans expérience particulière.
- (2 étoiles) Montage nécessitant des soins attentifs.
- (3 étoiles) Une excellente connaissance de l'électronique est nécessaire (mesures, manipulations).

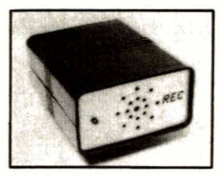
Dépense

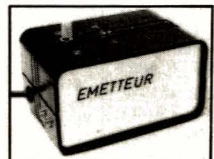
- (1 tirelire) Prix de revient inférieur à 200 francs.
- (2 tirelires) Prix de revient compris entre 200 et 400 francs.
- (3 tirelires) Prix supérieur à 400 francs.

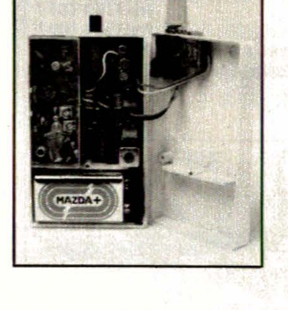
SOMMAIRE

N° 419
OCTOBRE 1982

REALISATIONS









Mini récepteur FM



Système d'appel sur secteur



Interphone moto



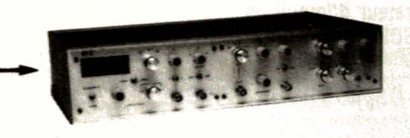
GF 2: générateur BF (carte génération de salves)



Détecteur de gaz



Système de commande de ventilation pour cheminée







Les diodes LED



Mesures en BF



Les diodes en commutation



Le transistor à jonctions



Ce numéro comporte deux encarts numérotés:
19 - Eurelec
20 - Micro dip
105 - Compo kit
106 - Eurelec
61-62 - Fiches « idées »
63-64 - Fiches « composants »

DIVERS



Service circuits imprimés



Infos nouveautés

Ont participé à ce numéro:
P. Basso, M. Bilbille, J. Ceccaldi, F. De Dieuleveult, P. Gueulle, P. Patenay, J. Sabourin, R. Rateau.

CIRCUITS INTEGRES

TAA
241 25,00
310 22,00
500 3,50
550B 3,50
550C 3,50
611A12 17,00
611B12 19,00
611x1 18,00
611C11 19,00
611C12 16,00
621AX1 21,00
621A11 22,00
661B 25,00
790 64,00
861 00,00
4761 22,00
120B 18,00

TBA
221 14,00
231 14,00
331 31,00
435AX5 28,00
625AX5 16,00
625BX5 16,00
625CX5 16,00
641B11 19,00
641B12 22,00
651 21,00
790 50,00
800 16,00
810S 22,00
810AS 22,00
820M 16,00
820 20,00
940 50,00
950 46,00

TCA
150KB 34,00
240 34,00
345 21,00
350 170,00
440 30,00
511 26,00

600 15,00
610 15,00
750 45,00
830 16,00
900 15,00
910 15,00
940 5,00
940E 24,00
965 24,00
3089 24,00

TDA
440 25,00
470 28,00
1008 38,00
1022 77,00
1024 15,00
1028 35,00
1034AN 24,00
1034BN 29,00
1037 17,00
1046 30,00
1051 30,00
1054 28,00
1151 30,00
1170 33,00
1200 24,00
1405 13,00
1410 24,00
1412 13,00
1415 13,00
1420 24,00
1510 80,00
1905 35,00
2002 25,00
2003 20,00
2004 45,00
2010 34,00
2020 37,00
2030 30,00
2310 18,00
3000 35,00
3310 25,00

TDB
2870 28,00

CIRCUITS INTEGRES 74 LS

74LS00. 02-03-04-08-09-10-11-15-21-22-30-51-54-55-133-266 4,00
74LS05. 20-26-27-28-32-33-37-38-48-73-74-76-78-109 .. 4,50
74LS01. 13-86-90-92-107-125-136 6,00
74LS14. 122-123-139-221-290-365-367 8,00
74LS32. 113-126-137-138-139-155-158-163-174-257 9,00
74LS32. 164-165-175 10,00
74LS. 93-95 ... 11,00
74LS. 151-153-192-195-240-248-258-260 12,00
74LS. 47-48-49-193-245 13,00
74LS. 83-173-194-393 14,00
74LS. 157-249-251 15,00
74LS. 85-161-295 16,00
74LS. 156 17,00
74LS. 124 19,00
74LS. 190-191 20,00
74LS. 145-160-162-324 22,00
74LS 197 24,00
74LS. 181-390 25,00
74LS. 168-241-374 27,00
74LS. 169 30,00
74LS. 243 35,00
74LS. 244 44,00
74LS. 170 52,00

CIRCUITS INTEGRES C MOS

4000. 01-02-07-23-25-71-72 3,50
4009. 10-13-19-69-77-11 4,70
4027. 30-50-73 .. 5,00
4009. 12-16-49 .. 6,50
4066 7,00
4014. 28-44-52-53-81 9,00
4008. 15-20-24-29-40-51-60-106 .. 11,00
4035. 43-46 .. 13,00
4017. 47 14,00
4098 18,00
4076 20,00
40103 33,00
4067 35,00
4093 12,00

CIRCUITS INTEGRES TTL

7400. 01-02-03-50-60 3,00
7404. 05-25-26-27-30-32-40 3,50
7408. 09-10-11-16-17-51-53-72-73-74-76-86-88-121 4,00
7406. 07-13-20-22-37-38-78-95 5,00
74151 6,00
7475. 92 7,00
74165. 7442-74122-193 8,00
7490. 91-96-107-123 9,00
7483. 492 10,00
7445. 46-47-48-85-175-196 14,00
74120. 247 15,00
74150 21,00
74185 24,00
74181 25,00
7489 30,00

Digitast .... 14,00 | Digitast avec Led .. 20,00

TRANSFO «TOKO» - Filtres céramiques
113 CN2 .. 8,00 • SFJ 10,7 .. 23,00 • SFE 10,7 .. 8,00

QUARTZ (en MHz)
10 .. 32 F • 10,240 .. 80 F • 50 .. 80 F

BON A DECOUPER POUR RECEVOIR LE CATALOGUE GENERAL
ENVOI : Franco 30 F en T.P.
Au magasin 20 F
NOM : ....
ADRESSE : ....

R. PLANS, KITS COMPLETS

Des montages livrés avec C.I.

Liste des réalisations disponibles contre enveloppe timbrée portant nom, adresse

EL 402 A Micro-émetteur HF ...... 240 F
EL 402 B Micro HF, Hi-Fi .... 78 F
EL 403 A-403 B The musical box .... 300 F
EL 403 C-403 D Ampli turbo 2 x 25 W complet avec châssis ... 1 900 F
EL 404 B ou C (automobile) ou (train) ...... 120 F
Thermostat électronique .... 220 F
Capacimètre .... 520 F
Feux de bois électron ...... 310 F
EL 406 A Alimentation Citizen Band 5 A 540 F
Alimentation Citizen Band 10 A 700 F
EL 406 B - C - D Egaliseur 10 fréquences .... 890 F
Analyseur de spectre B.F. .... 860 F
EL 407 C Stimulateur 40 V .... 270 F
EL 408 Récepteur FM complet ...... 270 F
EL 409 A - B Voltmètre digital 999 points 214 F
EL 410 Micro émetteur HF .... 485 F
Récepteur VHF 27 MHz ...... 280 F
EL 412 A et B Micro ordin. domestique .. 1420 F
EL 412 C-D-E Chrozoom .... 660 F
EL 412 F Alimentation CB .... 220 F
EL 413 A Base de temps .... 120 F
EL 413 B Millivoltmètre .... 200 F
EL 413 C Modulateur .... 400 F
EL 413 Super manip. + boîte connexions s/dem .... 590 F
EL 414 A Sécurité pour modèles réduits 100 F
EL 414 B Préampli R.I.A.A. 2310 .... 130 F
EL 414 C Préampli R.I.A.A. FET ...... 70 F
EL 414 D Adaptateur 2310 .... 80 F
EL 414 E Adaptateur 772 .... 45 F
EL 414 F Alimentation + ... 65 F
EL 414 G Alimentation — .... 55 F
Préampli TURBO complet série 2310 avec châssis percé sérégraphié, pris ses boutons visserie ...... 1200 F
EL 414 H Géné. de fonction (platine) .420 F
EL 414 I Géné. de fonction (alim.) .... 210 F
EL 415 A Capacimètre 3 digits ...... 108 F
EL 415 E Géné d'impulsions .... 300 F
EL 415 B Correcteur 772 .... 106 F
EL 415 C Inverseur .... 55 F
EL 415 D Ampli de sortie .... 65 F
EL 416 A Alimentation complète ...... 950 F
EL 416 D Afficheur de polarité .... 65 F
EL 416 Récepteur FM 88/108 synthétisé. Tout le matériel disponible y compris les circuits imprimés. *Nous consulter.*
EL 417 A Break Beep .... 145 F
EL 417 B Allumage électronique ...... 790 F
EL 417 C Tête d'ampli .... 260 F
EL 418 A-B-C Télécom. et affich. Tuner ... 900 F
EL 418 D GF2 universel .... 550 F
EL 418 E Ampli RPG 50 .... 980 F

C.I. SPECIAUX POUR MONTAGES «RP»

7038-7209 45,00
7205 165,00
7217 150,00
7555 µ 13,00
8038 65,00
8063 67,00
SAB0600 40,00
TMS 1122 110,00
76477 44,00
9368 23,00
µA 758 29,00
µA 771 8,00
µA 796 15,00
µA 431 6,00
BDX 87C, 88C 22,00
BDX 64 28,00
BDX 65 26,00
S 89 180,00
BF 905 16,00
AY3 2270 150,00
AY5 1013 75,00
AY 1350 130,00
SO 41P 25,00
SO 42P 17,00
SO 258 36,00
MC 145151 128,00
M 253 140,00
120FSE 65,00
BDV64B 25,00
BDV65B 23,00
BDW51C-52C 21,00
HEF 4750 200,00
HEF 4751 200,00
HEF 4754 00,00
TSM1000 100,00
MCS 2400 22,00

CIRCUITS INTEGRES DIVERS

CA
3045-46 48,00
3060 24,00
3084 38,00
3089 25,00
3130 17,00
3161 20,00
3189 56,00
3080 9,00
3086 9,00
3094-14017-14029 18,00
3140-XR 2203 .. 20,00
3162 70,00

E
420 30,00

L
120 27,00
123 14,00
129 13,00
146 17,00
200 18,00

LF
351 7,00
357 Dil.-LM 1303 14,00
356 14,00
357 B, rond 19,00
LM - 193 A 42,00
301-LM 305 9,00
307-393-3401 7,60
308 10,00
309 K 25,00

LM - 311 8,70
317 K-LM 394 ... 42,00
322 44,00
323 78,00
324 10,60
336-339 24,00
349 17,00
358 9,40
377 32,00
378 28,00
308 8 p. 16,00
380 14 p. 25,00
381 24,00
382 14,00
387 19,00
391 N 60 - LM 310
LM 2907 22,00
391 N 80 319 ... 26,00
389 25,00
555 6,00
556-LM 386 10,00
564-565 14,00
567 18,00
379 66,00
383 28,00
387-318 19,00
723 8,00
741 3,50
747 14,00
748 8,00
566 27,00

LM
1458 9,00
1800-78 G 26,00
3900-LM 1496 12,00
3905-2309 19,00
3909 9,00
3915 36,00
13600 26,00
LM 383T 24,00

AM - 2833 68,00

MM
2112 39,00
5556 95,00
6502-6522 105,00
6532 175,00
5318 84,00
1403 35,00
1458 9,00
1468 80,00
1488-1413 10,00
1489 10,00
1496 12,00
1303-1416 14,00
1309 35,00
1310 15,00
1709 6,00
1710 11,00
1733 16,00
1748 6,00
14046 28,00

MM
14082 3,60
14433 120,00
14503 8,80
14510 9,00
14511 16,00
14514 62,00
14518 14,00
14520 13,00
14528 30,00
14543 19,00
14553 42,00
14566 18,00
45175 10,00

SAD
1054 44,00
1024 200,00
5680 167,00

SAS
660 27,00
670 27,00

TL-081 8,00
084 19,00
µA 726 98,00

XR
4136 20,00

UAA
170 23,00
180 23,00

CR-20036,00
390 27,00

CR
200 36,00
390 27,00
1508 L8 133,00

74C
922 42,00
923 80,00
925 60,00
926 86,00
928 72,00
78S40PC 35,00
78P05 160,00
78HG 104,00
78H05 85,00

80C-97 9,80
98 10,00
81LS95 25,00
82S23 36,00
75492 19,00
LM10C 70,00
PBW 34 25,00
M 85 10 K 85,00
XR-2206 48,00
2207 40,00
8216 319,00
AY-1/0212 .. 115,00
1/1320 135,00

SAJ
180/25002 34,00
110/SAA1004 .. 34,00
S 576 B 45,00

MU
57164 60,00
µA739 19,00

CLAVECIN ORGUE PIANO 5 OCTAVES «MF 50»

COMPLET, EN KIT : 3 300 F

MODULES SEPARES

Ensemble oscillateur/diviseur
Alimentation 1 A .... 980 F
Clavier 5 octaves, 2 contacts, avec 61 plaquette percuss., piano .... 1 800 F
Boîte de timbres piano avec clés .... 250 F
• Valise gainée .... 560 F

PIECES DETACHEES POUR ORGUES

Claviers	Nus	Contacts 1	2	3
1 oct.	145 F	290 F	330 F	370 F
2 oct.	225 F	340 F	390 F	440 F
3 oct.	290 F	470 F	580 F	690 F
4 oct.	380 F	600 F	740 F	880 F
5 oct.	490 F	780 F	940 F	1 100 F
7 1/2 oct.	890 F	1 350 F	1 600 F	

MODULES
Vibrato ...... 90 F • Repeat .... 100 F
Percussion .... 150 F
Sustain avec clés .... 480 F
Boîte de timbres .... 310 F

PEDALIERS
1 octave .... 535 F
1 1/2 octave .. 670 F 2 oct. 1/2 bois 1950 F
Tirette d'harmonie .... 8 F
Clé double inverseur .... 9 F

MAGNETIC-FRANCE

11, pl. de la Nation, 75011 Paris
ouvert de 9 h 30 à 12 h et de 14 h à 19 h
Tél. : 379.39.88

CARTE BLEUE

CREDIT
Nous consulter

Métro : NATION R.E.R.
Sortie : Taillebourg
FERMÉ LE LUNDI

EXPEDITIONS : 20 % à la commande, le solde contre remboursement

PRIX AU 1-9-82 DONNES SOUS RESERVE

DEPOSITAIRE :

Motorola, RCA, Siemens, RTC-Texas Exar, Fairchild, GE, Hewlet-Packard, IR Intersil, ITT, Mostek, National, S.G.S., Siliconix. **Tous** les transistors et C.I. des réalisations parues dans Radio Plans et Electronique Pratique

• DIODES •
AA 119 1,50
AA 143 5,20
BA 157 2,00
BA 158 2,20
BA 159 2,50
BA 243 1,50
BA 244 2,60
BAX 13 0,60
BAX 16 1,40
BAX 12 1,40

IN
649 3,00
4061 à 4007 1,40
4385 3,20

BY
133 2,20
251 2,20
253 2,20
255 2,60

Signal
1 N 914 A 0,75
1 N 4148 0,70

Varicap
BB 105 6,00
BB 142 5,20

Zener 400 mW
de 0,8 V à 51 1,70
Zener 1,35 W
de 3,6 V à 1,00 V . 2,80
Zener 1,1 W
Haute tension 3,40

TRANSISTORS BC
107 1,80
108 1,80
109 1,80

2N
1613	3,00	3053-	
1711	3,50	3906	4,50
1893	3,50	3054	7,00
2218	3,00	3390	4,00
2219	3,00	4037-	
2222	3,00	5400-	
2904	3,00	5401	5,00
2905	6,00	4416	18,00
2906	3,00	5629	66,00
2907	3,00	5631	89,00
3055	8,00	6029	74,00
3819	6,00	6031	75,00
2646	9,00	6051	45,00
2369	3,50	6052	52,00
2926	3,50	6059	47,00
		6658 MOS	65,00

SEMI-CONDUCTEURS BD
115*	11,00	132*	13,00
131*	10,50	135*	4,00
136*	4,50	263/	
137*	5,00	681	11,00
138*	5,00	266/	
139*	6,00	646	14,00
140*	6,30	266 A/	
202*	11,00	648	14,00

203*	11,00	266 B/	
204*	12,00	650*	16,00
226	7,00	267 A/	
230*	8,80	647	13,50
231*	8,50	267/	
232*	12,00	649*	15,00
233*	7,00	433*	8,00
234*	7,00	434*	9,00
235*	7,00	435*	9,00
236*	7,50	436*	9,00
237*	8,00	437*	9,00
238*	8,00	438*	10,00
239	6,50	651	14,50
240	6,50	652*	16,00
241	8,00	677*	8,50
242	8,00	679*	9,50
243	8,00	680*	10,50
244	8,00	682/	
262/		262B	11,50
678	10,00	684*	12,00

SUPPORTS C.I.
8 br	1,70	22 br	3,00
14 br	2,10	24 br	3,40
16 br	2,30	28 br	4,50
20 br	3,00	40 br	7,00

TANTALE «GOUTTE» 1er CHOIX
De 0,1 à 47 µF
Toutes tensions de 2 à 12 F
Régul. posi et néga. réglable de 1,2 à 37 V
0,5 A 11,00
1,5 A 16,00

AFFICHEURS
LC513031 178,00
HA1183 20,00
DIS1306 ....
SIOV 8,00
Pot ferrite Siemens
B65 23,00
ICM7217 150,00
ULN2003 10,00
TL497 12,00
AD590 48,00
Relai 6 V ou 12 V
2RT 40,00
6N135 48,00
TL489 6,00
TL496 7,00

PANNEAUX SOLAIRES
3 W, 15 V ...... 880 F
6 W, 12 V .... 1590 F
10 W, 12 V .... 2000 F
23 W, 12 V .... 4730 F
40 W, 12 V .... 6800 F
REGULATEUR DE CHARGE
de 3 à 10 W .... 240 F
REGULATEUR DE CHARGE
jusqu'à 40 W ... 360 F
Doc. sur demande contre 4 F en timbre

Dépositaire des COFFRETS ESM

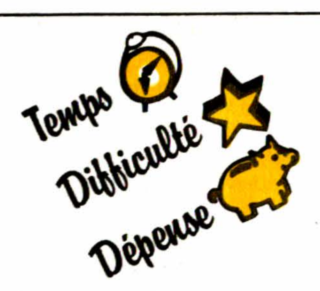
DISTRIBUTEUR EXCLUSIF REGION PARISIENNE

TRANSFO TORIQUES
« METALIMPHY »
Qualité professionnelle
Primaire : 2 x 110 V

15 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12, 2 x 15, 2 x 18 V .... **148 F**
22 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12, 2 x 15, 2 x 18, 2 x 22 V .... **153 F**
33 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12, 2 x 15, 2 x 18, 2 x 22 V .... **160 F**
47 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12, 2 x 15, 2 x 18, 2 x 22 V .... **175 F**
68 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12, 2 x 15, 2 x 18, 2 x 22, 2 x 27 V .... **189 F**
100 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12, 2 x 18, 2 x 22, 2 x 27, 2 x 30 V .... **219 F**
150 VA. Sec. 2 x 12, 2 x 18, 2 x 22, 2 x 27, 2 x 33 V .... **238 F**
220 VA. Sec. 2 x 12, 2 x 24, 2 x 30, 2 x 36 V .... **288 F**
330 VA. Sec. 2 x 24, 2 x 33, 2 x 43 V .... **348 F**
470 VA. Sec. 2 x 36, 2 x 43 V .... **421 F**
680 VA. Sec. 2 x 43, 2 x 51 V .... **552 F**

RP 10-82

Un récepteur FM de poche



Il existe de nombreux micros HF fonctionnant dans la bande FM réservée à la radiodiffusion 88 - 108 MHz. Associé à un récepteur classique on établit ainsi une liaison jusqu'à quelques dizaines de mètres. Si le récepteur est fixe l'émetteur ne peut se déplacer que dans une circonférence dont le rayon maximal est égal à la portée maximale. Avec ce mini récepteur alimenté par une pile de 9 V traditionnelle le champ d'action s'élargit, autorisant ainsi des enregistrements de foule, ou la sonorisation de films sans avoir recours à de longues perches et câbles de liaison encombrants.

Bien entendu ce récepteur peut tout simplement être employé pour profiter des nombreuses émissions encombrant la bande FM. En effet, bien que dix-huit fréquences aient été attribuées officiellements à certains radio privées, toutes continuent leurs émissions et l'on compte toujours sur la bande une cinquantaine d'émissions plus ou moins audibles, ce récepteur sera le complément du maintenant traditionnel walkman, avec les mêmes écouteurs.

Le schéma synoptique du récepteur est représenté à la **figure 1**. Les signaux HF sont reçus par l'antenne et appliqués à l'entrée correspondante du sélecteur HF. Ce sélecteur est un module RTC portant la référence PL 570 probablement destiné aux autoradios. La sensibilité est excellente, voisine du microvolt, mais limitée par l'antenne que nous avons adoptée : un brin conducteur de quelques dizaines de centimètres.

Ajoutons que ce module de très faibles dimensions 65×25×12 (mm) associé à une implantation des composants, du discriminateur et de l'amplificateur BF dense, permet d'obtenir un récepteur de dimensions très réduites. Les signaux HF sont donc recueillis par l'antenne et amplifiés par l'amplificateur RF avant d'être appliqués au mélangeur qui reçoit en outre le signal provenant de l'oscillateur local.

La fréquence de l'oscillateur local est plus élevée que la fréquence à recevoir, ce qui donne :

$$f_{OL} = f_{REC} + f_I$$

f_I représente la fréquence intermédiaire valant 10,7 MHz.

Le signal à fréquence intermédiaire, résultant du mélange des signaux reçu et du signal d'oscillateur local sort du mélangeur pour être amplifié de manière sélective. Il ne reste alors qu'à connecter un discriminateur de fréquence et un amplificateur basse fréquence pour disposer du signal audio. Ce rôle a été confié à un circuit intégré assumant la triple fonction : discriminateur, démodulateur AM et amplificateur BF, le **LM 1868 N National Semiconducteur**. Les circuits destinés à la modulation d'amplitude ne seront donc pas utilisés.

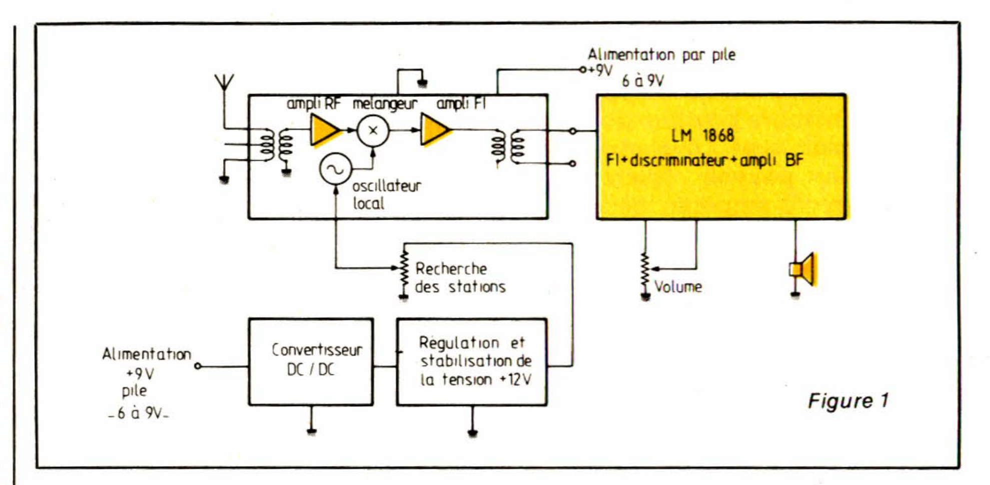


Figure 1

Remarquons que le sélecteur RTC PL 570 doit être alimenté par une source de tension de 12 V et qu'à priori cela semble incompatible avec la tension d'alimentation de 9 V non stabilisée que délivre une pile.

Le fonctionnement reste pratiquement inchangé en ce qui concerne les étages amplificateurs et mélangeurs mais la fréquence du signal de sortie de l'oscillateur local étant fonction de la tension appliquée à l'entrée de commande et donc aux diodes Varicap, il est impératif de disposer de 12 V si l'on veut balayer toute la gamme FM.

Il est relativement aisé de calculer la limitation de la fréquence reçue avec les grosses approximations que nous avons adoptées. Supposons que pour une tension de commande de 0 V la fréquence reçue vale 88 MHz, que pour 12 V elle vale



108 MHz et que la fonction soit parfaitement linéaire. Si la tension de commande est limitée à 9 V il sera impossible de recevoir les stations dont la porteuse est supérieure à 103 MHz.

Le nombre de stations à recevoir entre 103 et 108 MHz étant faible on peut penser simplifier le récepteur et se limiter à 9 V donc 103 MHz. Cette solution peut être adoptée mais elle est mauvaise car la tension issue de la pile est en perpétuelle évolution, et le réglage, donc l'accord sur une station devra être corrigé à chaque fois que la tension délivrée par la pile changera d'une manière notable.

Dans ce cas, il faut stabiliser la tension à environ 6 V et la plage d'accord n'est plus 88-103 mais 88-98.

Nous avons donc opté pour une solution qui est certainement un peu plus complexe techniquement mais qui n'amène aucune limitation : un convertisseur fournissant 12 volts stabilisés.

Ce convertisseur doit comporter le plus faible nombre possible de composants, avoir une consommation minimale et pouvoir débiter les quelques micro-ampères nécessaires à la polarisation des diodes Varicaps.

Le circuit LM 1868 N National Semiconducteur

Bien que les circuits internes destinés à la réception des signaux modulés en amplitude ne soient pas utilisés, nous les décrivons tout de même. Cette description permettra aux lecteurs intéressés d'adapter ce circuit à leurs besoins ; il est d'autre part nécessaire de connaître le fonctionnement de ces circuits, même s'ils ne sont pas utilisés, car certaines entrées ne peuvent pas rester en l'air sans entraver le fonctionnement global.

Le schéma synoptique du circuit intégré est représenté à la **figure 2**.

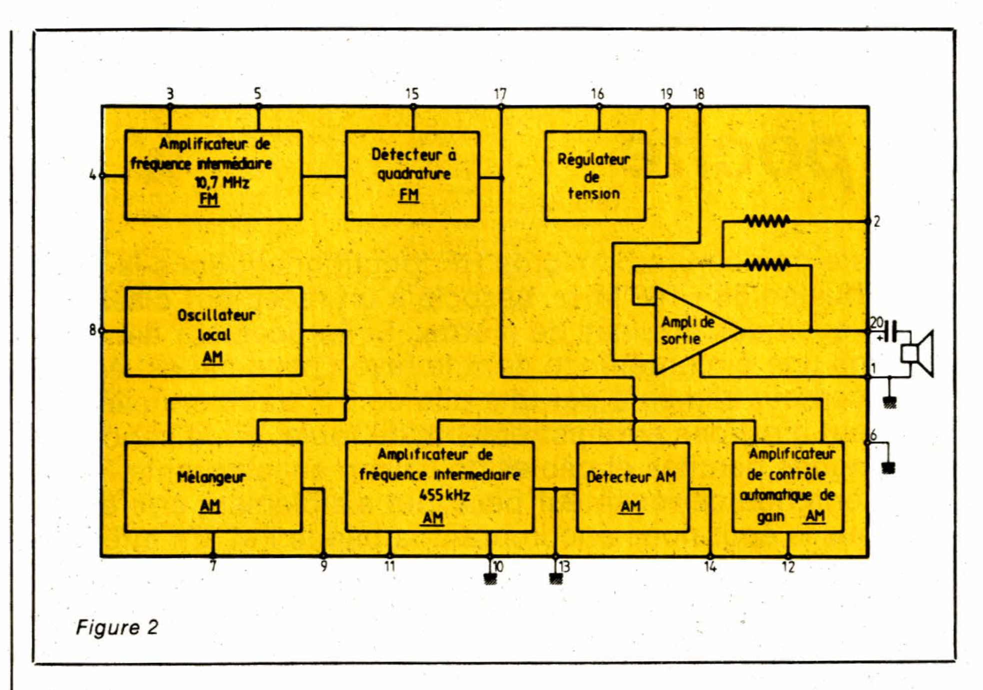


Figure 2

La section modulation d'amplitude

Cette section comporte : un étage mélangeur, un oscillateur local, un amplificateur de fréquence intermédiaire, un démodulateur-détecteur d'enveloppe, les circuits de contrôle automatique de gain commandant le gain du mélangeur et le circuit de commutation qui invalide les circuits AM en position FM. Les signaux en provenance de l'antenne sont envoyés, par l'intermédiaire d'un condensateur, sur la broche 7 : entrée du mélangeur. Cet étage est un amplificateur à transistor monté en émetteur commun qui commande un étage différentiel recevant en outre les signaux issus de l'oscillateur local.

En absence de commande automatique de gain le courant traversant le mélangeur vaut 330 µA. Dès que la commande automatique de gain est appliquée le courant décroit et le gain suit la même loi ; en outre l'impédance d'entrée diminue et les signaux sont réduits dès leur apparition sur l'entrée.

Le différentiel, dont une sortie est à la broche 8, est chargé par un circuit LC et génère le signal d'oscillateur local. Les résistances de polarisation sont fixées par le constructeur de manière à ce que l'impédance vue de la broche 8 soit négative.

La fréquence d'oscillation est alors déterminée par les caractéristiques du circuit LC. L'amplitude crête à crête du signal d'oscillateur local V exprimée en millivolts se calcule en appliquant la relation :

$$V = 300 \cdot \frac{R \times 8{,}2}{R + 8{,}2}$$

où R représente la valeur ohmique de l'impédance connectée à la broche 8, exprimée en kΩ.

Le signal de fréquence intermédiaire traverse le filtre céramique et est ensuite appliqué à l'entrée de l'amplificateur. Le signal présent à la broche 11 est donc amplifié par deux étages à transistors montés en émetteur commun dont le gain est automatiquement contrôlé. Le signal traverse l'étage de sortie et est disponible à la broche 13.

La polarisation est faite de manière à ce que le courant dans les deux premiers étages soit donné par la différence entre une source de courant de référence de 250 µA et la tension appliquée à la broche 12. Lorsque la tension de seuil de la CAG est atteinte, le transistor darlington devient passant et le courant dans les deux premiers étages diminue, réduisant ainsi le gain dans les étages amplificateurs. Le courant d'alimentation est donc commandé par les circuits de CAG. Lorsque le courant atteint 30 µA, ce qui correspond à une réduction du gain de 30 dB, le courant dans la ligne d'alimentation du mélangeur commence à diminuer. L'impédance d'entrée décroit alors avec le courant d'alimentation.

Le signal de fréquence intermédiaire est démodulée par un condensateur qui n'est changé que par un transistor. Le transistor n'absorbant que le courant de base, la consommation du détecteur est excessivement faible. La sortie du démodulateur AM est sommée avec la sortie du discriminateur à la broche 17. Les signaux BF seront filtrés et amplifiés avant d'être appliqués au haut-parleur ou à l'écouteur. Bien que la commutation AM/FM soit automatique, il est nécessaire de connecter les broches 10 et 13 du circuit intégré à la masse. Si ces broches restent en l'air le circuit accro-

che et la consommation avoisine 100 mA. En fonctionnement normal la consommation ne dépasse pas 30 mA.

La section modulation de fréquence

La section FM est composée d'un amplificateur de fréquence intermédiaire regroupant lui-même six étages amplificateurs pilotant le discriminateur : détecteur à quadrature. Quatre des amplificateurs sont identiques, du 2ᵉ au 5ᵉ, le premier étage fonctionne avec un courant plus élevé de manière à réduire le bruit (1,75 mA dans le premier différentiel et 300 μA dans les 2ᵉ, 3ᵉ, 4ᵉ, et 5ᵉ étage). Le dernier étage dont l'alimentation peut être commutée lorsque l'on choisi la modulation d'amplitude, fonctionne lui aussi avec un courant de polarisation plus élevé.

Le potentiel des collecteurs du détecteur à quadrature est décalé de manière à ce que la charge qui leur est connectée reçoive une tension provenant d'une alimentation stabilisée interne.

Le régulateur interne, du type série, procure les tensions de polarisation aux divers circuits. Grâce à l'emploi d'un transistor PNP, la chute de tension aux bornes du régulateur ne dépasse pas quelques centaines de millivolts, ceci sans entraver le fonctionnement de la régulation.

L'amplificateur audio

Le gain en tension de cet amplificateur vaut 120 et est fixé par deux résistances internes. La bande passante est réduite dès que l'on fonctionne en modulation d'amplitude de manière à limiter le bruit. La réduction de la bande passante est automatique dès que l'on sélectionne la modulation d'amplitude et s'opère par réduction du courant dans les étages d'entrée.

Réalisation du récepteur

Le schéma électrique du mini-récepteur FM est donné à la **figure 3**. La borne 1 du sélecteur HF, commande automatique de fréquence est reliée à la masse, le circuit NS LM 1868 N ne délivrant aucune information permettant un asservissement de la fréquence de l'oscillateur local. La fréquence intermédiaire à 10,7 MHz est disponible sous forme symétrique — sortie de transformateur — entre les bornes 2 et 3. Le signal est transmis au filtre céramique CSFE puis appliqué à l'entrée de l'amplificateur limiteur : broche 4. Le détecteur à quadrature fonctionne avec un transformateur TOKO connecté entre les broches 15 et 16 du circuit. Le signal basse fréquence disponible à la broche 17 est appliqué au potentiomètre de volume, puis à l'amplificateur et finalement à l'écouteur.

Avec une alimentation de 9 V, et un écouteur ou haut-parleur de 8Ω la

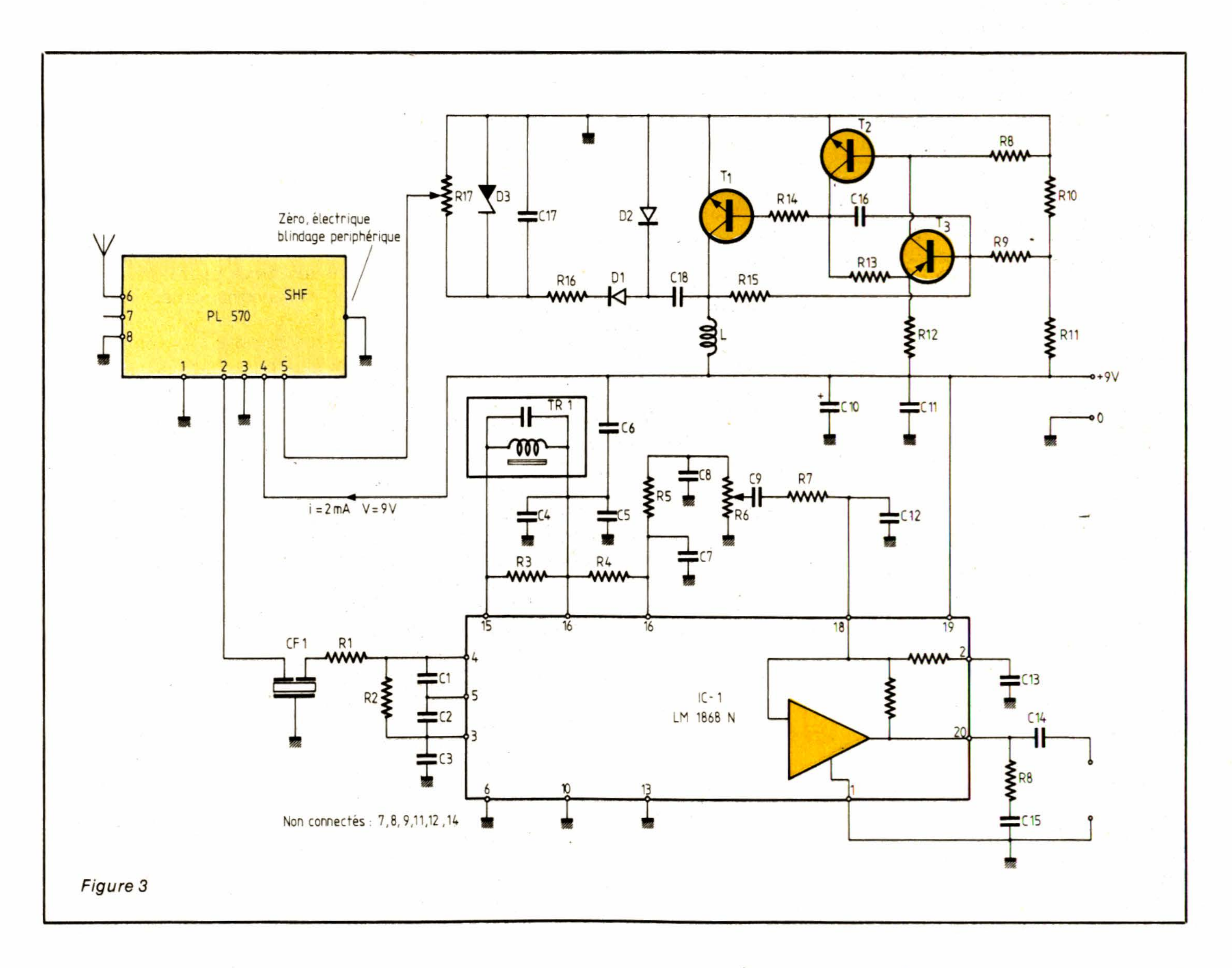


Figure 3

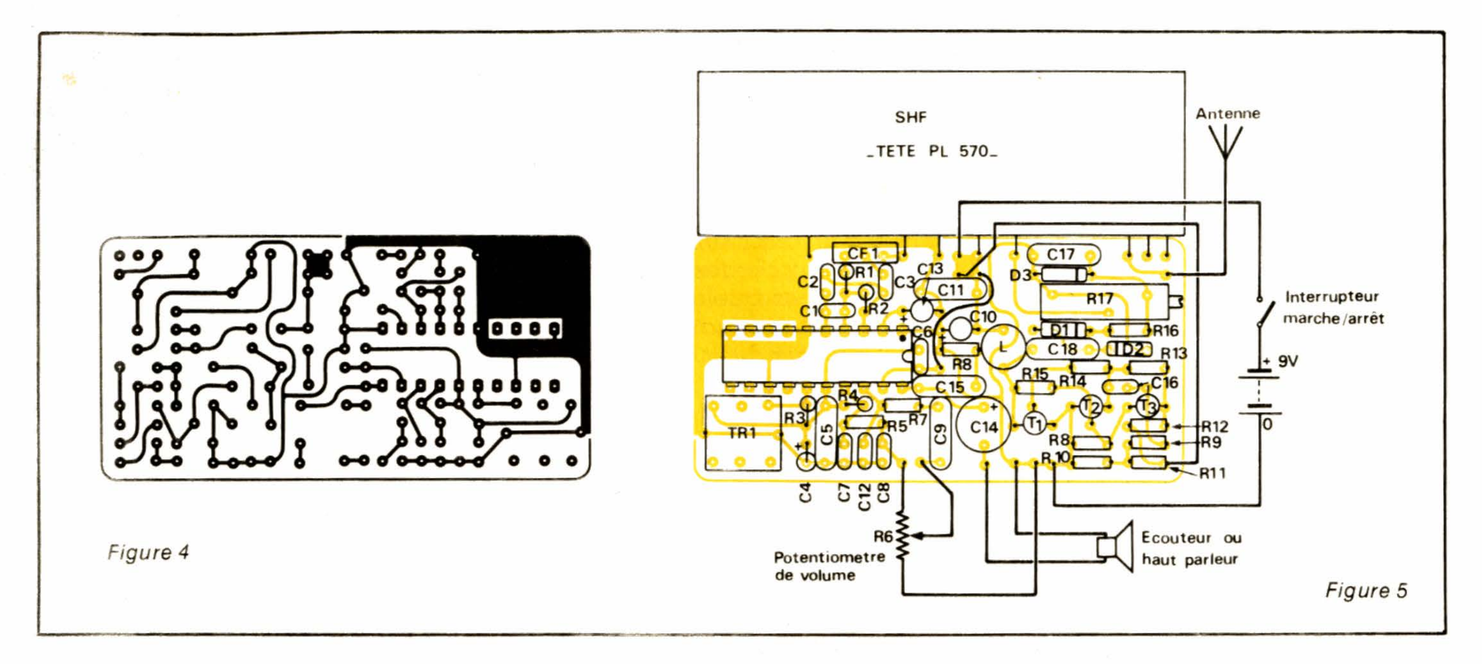


Figure 4

Figure 5

puissance maximale vaut 700 mW pour 10 % de distorsion.

Ce taux de distorsion redescend à 0,2 % à 50 mW.

Dans ces conditions, on ne peut parler de caractéristiques Hi-Fi mais ce n'est pas précisément le but recherché. Malgré cela la bande passante est honorable : 22 kHz pour une puissance de sortie de 50 mW. Les circuits amplificateurs RF et FI et le mélangeur sont alimentés par la tension provenant de la pile appliquée à la broche 4 du sélecteur PL 570. La broche 4 reçoit une fraction de la tension stabilisée obtenue par le convertisseur. Le potentiomètre R 18 permet de doser cette fraction et constitue l'élément d'accord.

Le convertisseur est constitué d'un oscillateur : T_1, T_2, T_3, l'énergie emmagasinée dans la self L est restituée à travers les diodes D_1, D_2, au circuit R_{16}, D_3, R_{18}, C_{17}.

La tension stabilisée aux bornes de D_3 vaut 12 V.

Le circuit imprimé dont le tracé des pistes est représenté à la **figure 4** et l'implantation des composants à la **figure 5** a été dessiné de manière à ce qu'il n'y ait aucun accrochage. En effet la masse du condensateur C_3 doit impérativement retourner à la masse signal : broche 3 du sélecteur HF, les condensateurs C_6 et C_{10} doivent être reliés par des connexions aussi courtes que possible. Le transformateur ou plutôt enroulement du transformateur — utilisé par le détecteur à quadrature et les circuits d'entrée doivent être séparés les uns des autres autant que possible.

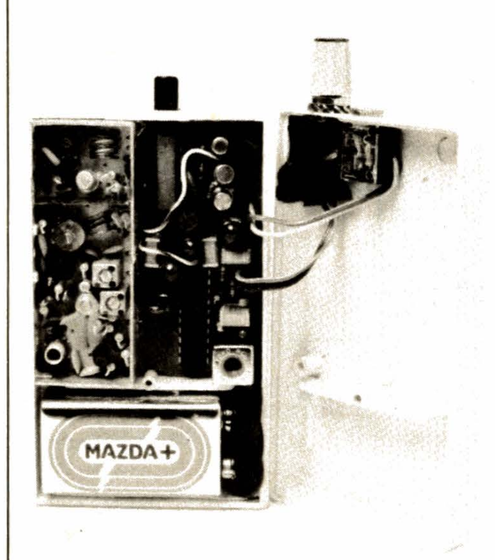
Pour la sortie basse fréquence, il n'y a pratiquement pas de problème si les masses du potentiomètre de volume et le pôle négatif du condensateur C_{13} reviennent au même point.

Le réseau R_8, C_{15} sera placé le plus près possible du circuit intégré. De manière à miniaturiser le récepteur et le loger dans un boîtier plastique de marque : Strapu, ayant un compartiment réservé pour une pile plate 9 V standard, certaines résistances sont montées debout et l'on utilise des condensateurs au tantale ou à l'aluminium solide, mais bien sûr, aucun condensateur chimique. Le circuit imprimé est de très faibles dimensions 65×32 mm et se place à côté du sélecteur HF, les sorties de celui-ci étant connectées au circuit directement sur le bord.

Pour alimenter le sélecteur, il sera nécessaire de relier sa masse mécanique au zéro électrique présent sur le circuit imprimé.

L'enroulement d'antenne étant symétrique, la broche 8 sera reliée au zéro et l'antenne à la broche 6.

Le schéma d'entrée d'antenne est représenté à la **figure 6** et le repérage des sorties du sélecteur à la **figure 7.**



Essais et réglage

On connectera, pendant la période d'essai, le récepteur à une source d'alimentation stabilisée. Cette manipulation évite les doutes — la pile-est-elle encore bonne ? — en période de mesure ou de réglage. Sur une pile « fatiguée » dont la résistance interne augmente, on note des accrochages normaux de la BF.

On vérifiera le fonctionnement du convertisseur et on mesurera la tension aux bornes du potentiomètre de

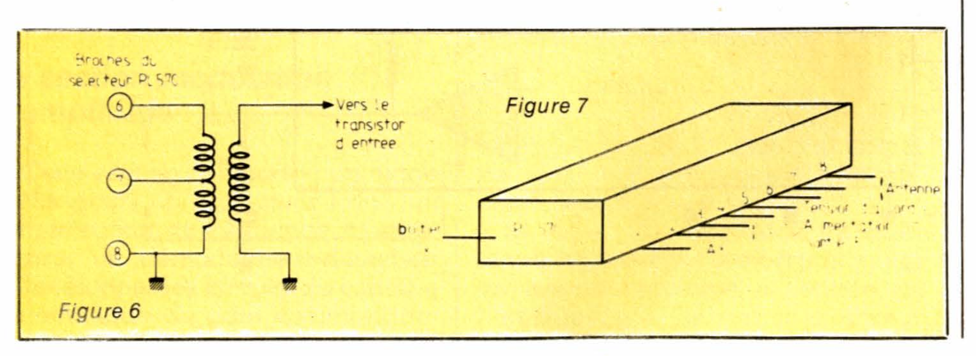


Figure 6

Figure 7

réglage R 17. Si cette tension est satisfaisante, on recherchera l'accord sur une station et « à l'oreille » on ajustera le noyau de TR_1.

Le trimmer multitours pourra être remplacé par un potentiomètre dont l'axe, solidaire d'un bouton, dépasse à l'extérieur, à condition que celui-ci soit miniature et multitours. L'accord est quasiment impossible avec un potentiomètre courant.

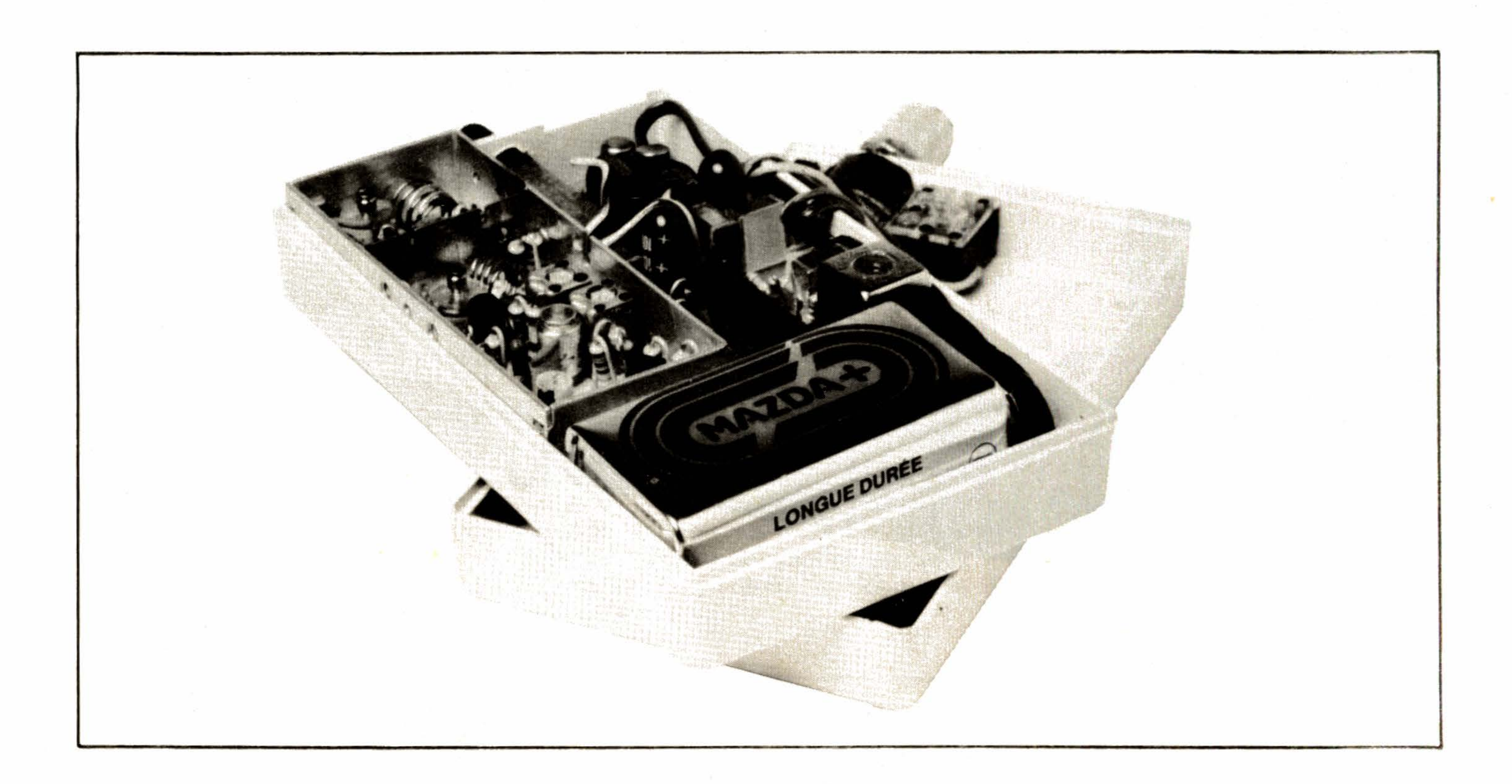
La maquette est équipée d'un pot TOKO de référence KACS 6186 PPF mais le transformateur 34 342 TOKO, beaucoup plus courant, convient parfaitement pour cette application.

Pour ces deux types de transformateur, l'enroulement comportant le plus grand nombre de spires est accordé par un condensateur interne, et c'est cet enroulement qui devra être relié aux broches 15 et 16 du circuit LM 1868 N NS.

Conclusion

Nous espérons que ce récepteur miniature vous rendra les plus grands services, associé à un des émetteurs déjà décrits, pour vos prises de son Super 8 ou vidéo. Sinon, il trouvera, nous en sommes sûrs, la place dans votre poche en tant que suppléant de votre walkman.

F. DE DIEULEVEULT



Nomenclature

Résistances 1/8 W 5 %

R_1 : 150Ω
R_2 : 150Ω
R_3 : 6,8 kΩ
R_4 : 10 kΩ
R_5 : 1 kΩ
R_6 : 47 kΩ potentiomètre
R_7 : 3,3 kΩ
R_8 : 4,7 Ω
R_9 : 6,8 kΩ
R_{10} : 33 kΩ
R_{11} : 15 kΩ
R_{12} : 390Ω
R_{13} : 390Ω
R_{14} : 1,8 kΩ
R_{15} : 15 kΩ
R_{16}, R_{17} : 22 kΩ 10 tours

Condensateurs

C_1 : 100 pF céramique
C_2 : 10 nF céramique
C_3 : 10 nF céramique
C_4 : 10 μF/10 V tantale goutte
C_5 : 0,1 μF MKH mylar
C_6 : 22 nF MKH mylar
C_7 : 4,7 nF céramique
C_8 : 4,7 nF céramique
C_9 : 0,1 μF MKH mylar
C_{10} : 100 μF/10 V tantale goutte
C_{11} : 0,1 μF MKH mylar
C_{12} : 1 nF céramique
C_{13} : 100 μF/10 V tantale goutte
C_{14} : 100 μF/10 V tantale goutte
C_{15} : 0,1 μF MKH mylar
C_{16} : 1 nF céramique

Semi-conducteurs

T_1 : 2 N 2222
T_2 : 2 N 2222
T_3 : BC 179 B
D_1, D_2 : 1 N 4148
D_3 : Zener 12 V/400 mW

Circuit intégré

IC_1 : LM 1868 N

Divers

Sélecteur HF RTC : PL 570
CF_1 : Filtre céramique 10,7 MHz TOKO CSFE
TR_1 : KACS 6186 PPF TOKO ou 34342 TOKO
L : 10 mH TOKO
Coffret Strapu
Embase jack 3,5.

L'oscilloscope sans complexe. Metrix

OX 710
3190 F T.T.C.

La question est souvent posée : peut-on envisager un oscilloscope d'un certain niveau de performances sans mettre en péril son portefeuille ?

Metrix en fait une démonstration avec le OX 710.

D'abord c'est un "Metrix" dans lequel on retrouve toute l'expérience d'une marque habituée, dans tous ses appareils, à la précision, à la qualité et à la fiabilité.

De plus, son équipement et ses fonctions sont au-dessus de ce qu'on peut trouver habituellement dans cette gamme de prix :

- tube de 12 cm de diamètre,
- 2 voies passant plus de 15 MHz,
- sensibilité de 5 mV/cm à 20 V/cm,
- balayage jusqu'à 0,2 μs/cm.

L'oscilloscope OX 710 a toutes les qualités des appareils professionnels, en particulier la stabilité de sa synchronisation et un testeur de composants incorporé.

Mais toutes ces performances, parmi les meilleures de sa catégorie, il ne les fait pas payer trop cher.

metrix

la puissance industrielle et la mesure.



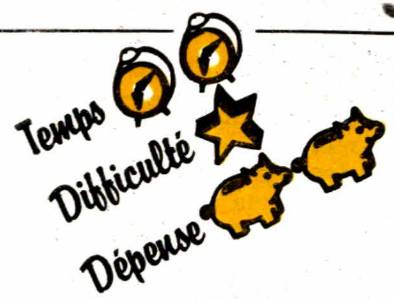
ITT Composants et Instruments

Division Instruments Metrix
Chemin de la Croix-Rouge
BP 30 F 74010 Annecy Cedex
Tél. (50) 52.81.02 Télex : 385 131.

Agence de Paris :
157, rue des Blains
BP 124 F 92220 Bagneux Cedex
Tél. 664.84.00 - Télex : 202 702.

RSCG FERTON/BILLERE

Système d'appel sonore à liaison secteur



Ceux d'entre vous qui habitent un pavillon se sont peut-être déjà trouvés devant des problèmes de communication entre certaines pièces éloignées, un premier étage et une cave ou un petit local isolé de l'habitation principale. A la condition que ces pièces soient reliées à votre installation électrique, le petit montage que nous vous proposons ici est susceptible de vous rendre d'appréciables services. Sans être un interphone secteur, ce qui en aurait compliqué le schéma et n'était pas notre but, cette réalisation permet d'envoyer une information à 100 kHz superposée au 50 Hz par l'intermédiaire d'un émetteur simple, qu'un récepteur mobile convertit en signal sonore. Une réalisation complémentaire présentée également dans cet article, permet de capter les sonneries d'un téléphone et de les retransmettre jusqu'à l'endroit où est branché votre récepteur.

Ce montage est simple, économique et de mise en œuvre aisée, il vous sera facile de l'adapter à vos besoins particuliers.

Principe utilisé

Pour piloter un multivibrateur à distance grâce au secteur, il faut superposer à celui-ci une tension HF, qui seule déclenchera le dispositif. On dispose donc d'un émetteur, poste maître, qui envoie au moyen d'un bouton poussoir du 100 kHz sur le secteur.

A la réception nous avons un ampli HF, suivi d'un voyant, puis un oscillateur qui pilote un haut parleur via un transistor. Il est évident que le montage doit être insensible aux parasites, et vous verrez qu'ils sont nombreux !

L'émetteur

Son schéma est visible à la **figure 1**. Il peut se scinder en deux parties : l'oscillateur et la partie « Puissance ».

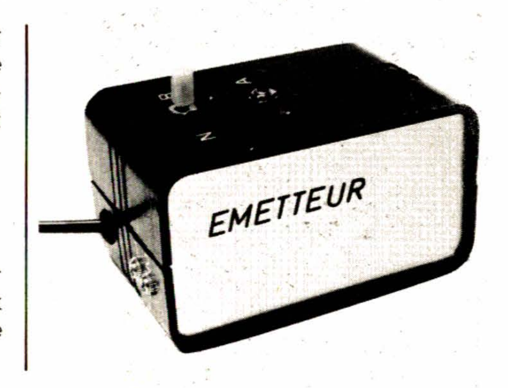


Figure 1

Pour plus de simplicité, l'oscillateur sera réalisé autour d'un NE 555. Nous ne reviendrons pas sur son fonctionnement qui a fait l'objet de maintes descriptions dans cette revue. Nous nous limiterons à rappeler que T = 0,693 (R_A + 2 R_B). Ici, nous travaillons aux alentours de 100 kHz.

La partie puissance utilise un circuit intégré MOS, contenant 6 buffers, le CD 4069B. Nous attaquons la bobine avec des créneaux en opposition de phase pour obtenir une puissance supérieure.

La sortie du NE 555 (broche 3) est inversée, puis alimente deux tampons montés en parallèle. De même pour l'autre moitié du circuit qui prélève directement 6 signaux en 3. Nous avons bien des signaux en opposition de phase. En sortie, nous trouvons deux résistances de 82Ω qui limitent le courant de sortie à une valeur raisonnable (6,8 mA max.). La bobine est de réalisation aisée comme pourront en témoigner les lignes qui suivent. Les capacités C_4 Et C_5 stroppent le 50 Hz et laissent passer le 100 kHz. Leur impédance à 100 kHz est de :

$$Z = \frac{1}{2\pi F_C} \cong 159\Omega$$

alors qu'elle est de 320 kΩ à 50 Hz.

Réalisation de la self

Qu'elle soit réalisée pour l'émetteur ou pour le récepteur, elle doit présenter des caractéristiques similaires. Nous savons que les bobines sont les « bêtes noires » des amateurs. Cependant, notre self a été conçue pour être de fabrication simple et à la portée de n'importe quel amateur. Cette self à été bobinée sur un mandrin Lipa de diamètre 8 mm en procédant de la façon suivante :

— se munir de fil de cuivre isolé de diamètre 0,4 mm, environ (l'auteur a réalisé la sienne avec du fil de transformateur...);

— bien gratter l'émail au début du fil de cuivre. Puis, immobiliser ce fil avec du ruban adhésif, en le laissant dépasser de 3 cm du mandrin. Ensuite, bobiner 30 spires en vrac sur une longueur de 1 cm en répérant le sens de bobinage. A la trentième spire, sortir 3 cm de fil et le bloquer comme précédemment. Torsader les deux fils obtenus. N'omettez pas de gratter l'émail de ce fil. Recommencer de manière similaire pour le deuxième bobinage (**le même sens**) en prenant soin d'isoler le second enroulement du premier par une couche de papier. Voilà, ce n'est pas très complexe. Pour plus de renseignements, on se rapportera à l'article paru dans notre numéro 413 qui traite de la réalisation et du calcul des bobines. Cependant, pour plus de clarté, nous avons représenté les étapes du bobinage en **figure 2**.

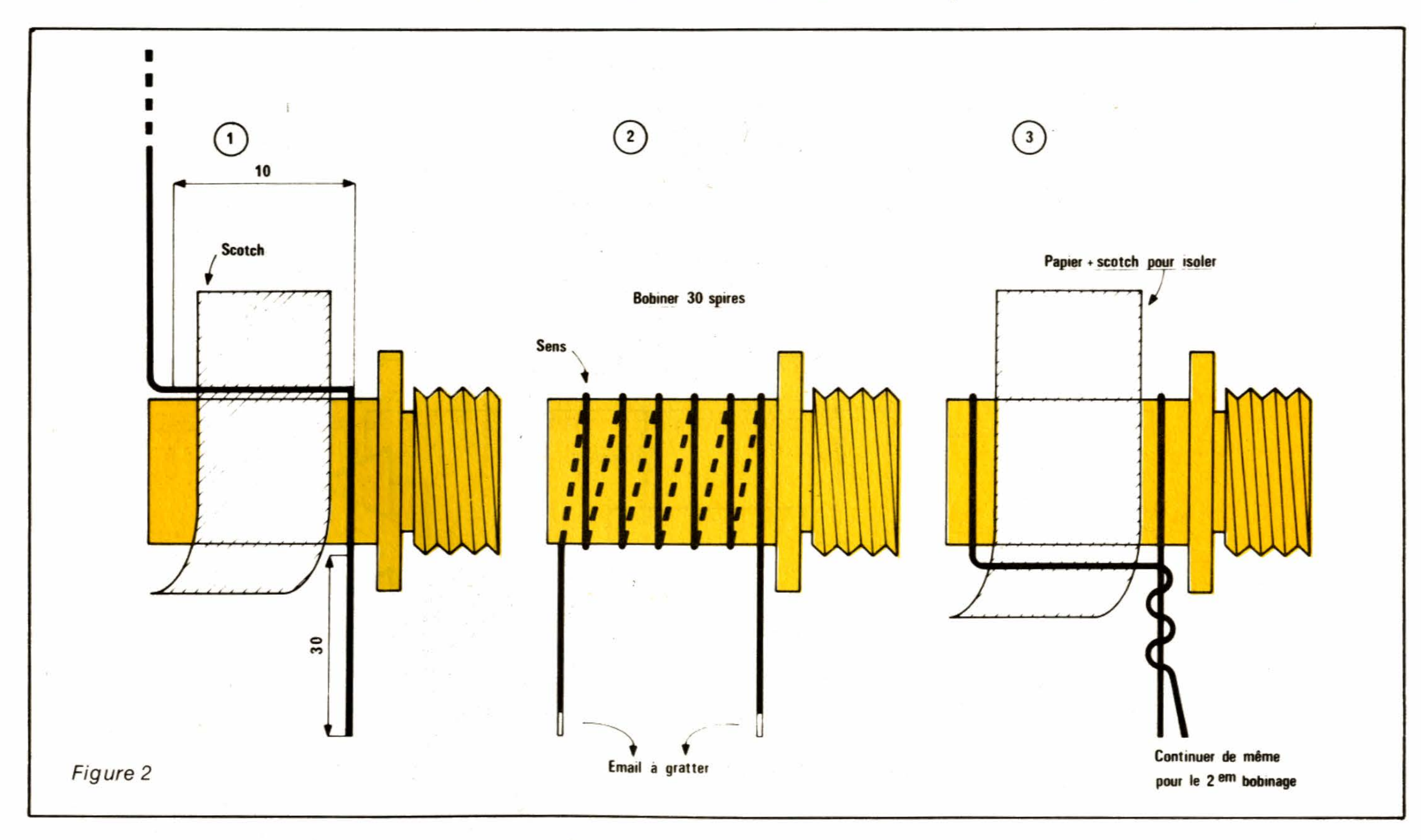


Figure 2

Le récepteur

Son schéma est donné en **figure 3**. Nous trouvons, comme pour l'émetteur, deux condensateurs de 10 nF-400 V. La self isole le montage du secteur. Le courant HF qui est recueilli aux bornes du « secondaire » est faible, il faut donc l'amplifier. C'est le rôle du premier transistor T_1, protégé par R_1, contre les parasites trop violents. Derrière, nous avons un darlington qui commande une LED. Cette LED indiquera la présence du 100 kHz et aussi des parasites et vous remarquerez qu'elle sera souvent allumée ! D'ailleurs, on pourra la court-circuiter.

Ensuite, nous trouvons un condensateur C_6 destiné à filtrer le 0 logique présent à l'entrée du Nand. Pourquoi un Nand ? Pour deux raisons : d'une part, il faut inverser le 1 logique présent au collecteur de T_2

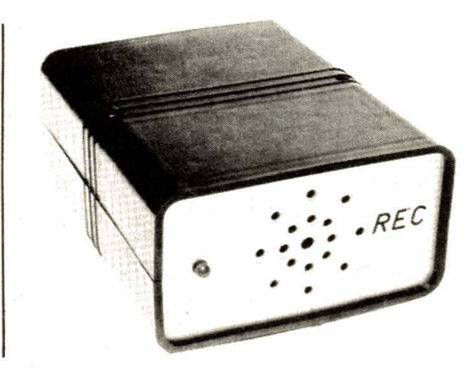


Figure 3

(Composante continue) qui autoriserait l'oscillateur à fonctionner.

La deuxième fonction de ce Nand est de constituer une cellule de filtrage, jusqu'à la sortie on doit avoir deux états : 0 ou 1. Donc, en série nous trouverons une diode D_2 qui redresse le reste de la composante HF. Pour éliminer toute trace de 100 kHz, et retrouver un beau « 1 » logique, on dérive cette fréquence grâce à C_7 et on filtre complètement ce signal grâce au chimique C_8. Quel est le rôle de la résistance R_6 ? Prenons le problème à l'envers : que se passerait-il si elle n'était pas connectée ? D'une part, l'oscillateur serait constament alimenté (pas de 0 de blocage) et d'autre part, si il arrivait une salve de parasites violents qui parvenait à passer les filtres, C_8 se chargerait à une valeur moyenne assimilable à un « 1 », d'où la nécessité de décharger cette capacité grâce à R_6.

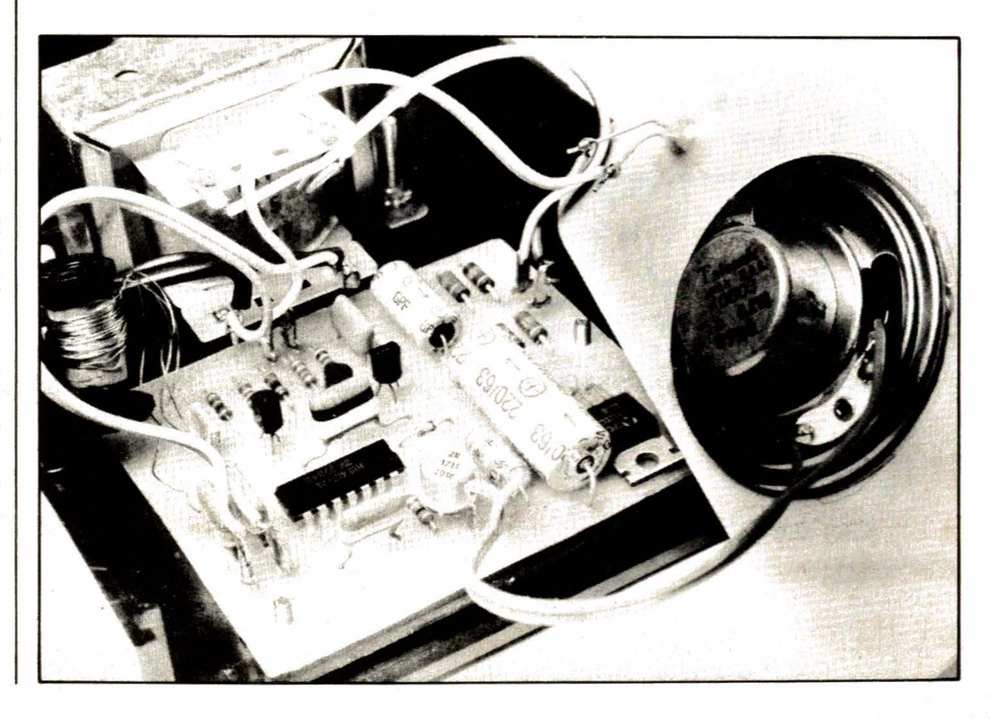
L'oscillateur, quant à lui, reste classique et sera réalisé autour d'un CD 4011.

L'alimentation

Elle est identique pour les deux montages. D_1 à D_4, redressent la tension alternative présente aux bornes du secondaire. Le filtrage est confié à une capacité de 470 µF, puis notre tension est stabilisée à 12 V. Une Led placée en parallèle sur le premier chimique fait office de voyant de mise en marche de l'émetteur.

Réalisation pratique

Les dessins concernant la gravure du stratifié sont donnés en **figure 4 et 5**. Les deux tracés n'appellent aucun commentaire. Leurs implantations sont dessinées en **figures 6 et 7**.



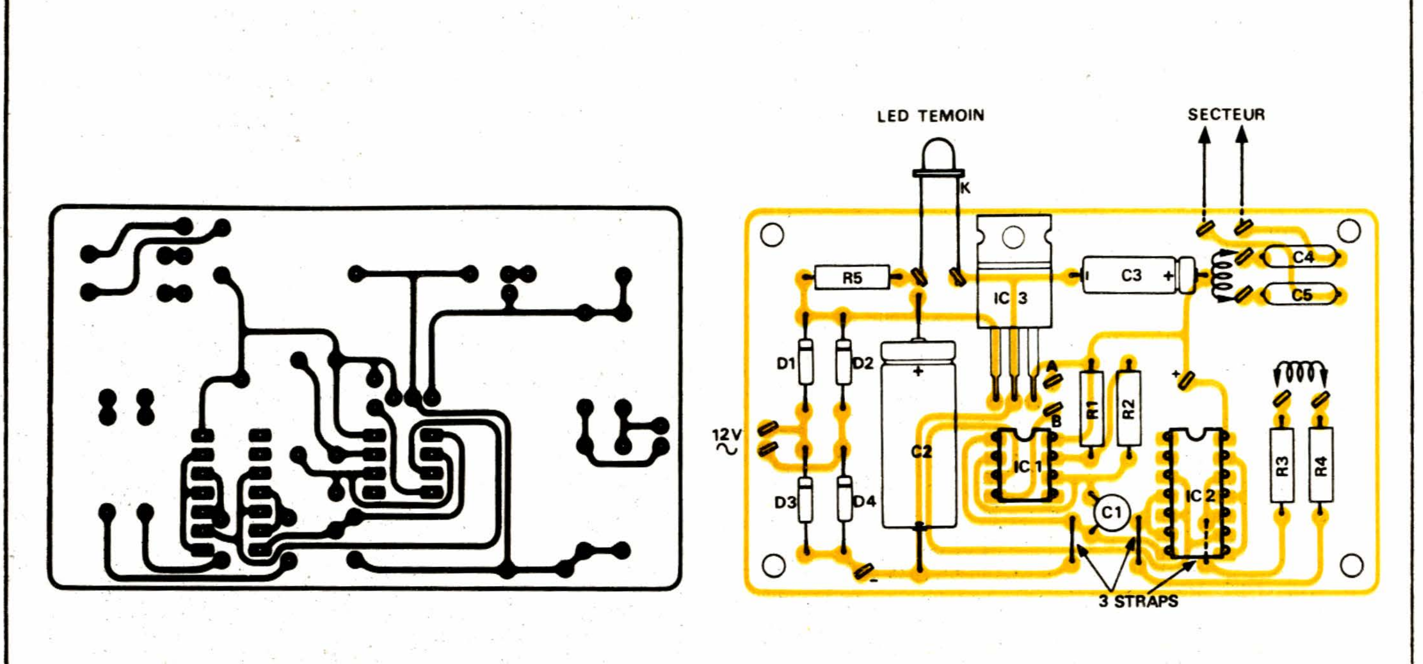


Figure 4 *Figure 5*

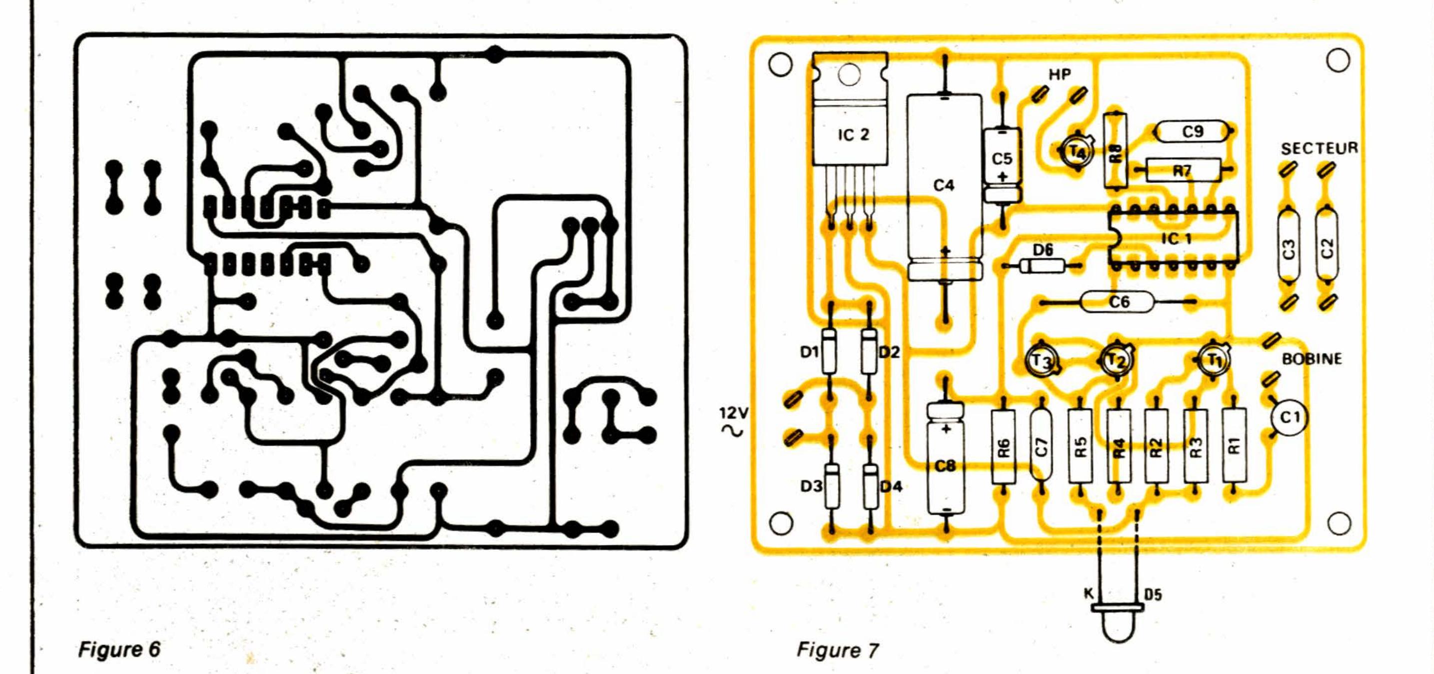


Figure 6 *Figure 7*

Remarque

On pourra noter la présence de deux prises jack 3,5 mm. Celles-ci sont prévues pour le raccordement du répétiteur de sonnerie téléphonique dont la description est donnée par la suite. C'est pour cette raison que l'on trouve un interver en parallèle sur le bouton poussoir.

Mise en coffret et câblage final

Les plaquettes sont logées dans des coffrets de marque MMP, largement diffusés, ce sont les références 110 et 115 qui ont été retenues. On s'inspirera des photos pour effectuer le perçage des coffrets.

L'émetteur sera placé dans le coffret de référence 110, ce qui conférera à l'ensemble une grande capacité. Le récepteur sera logé dans le 115.

Mise au point

Elle est inexistante, le montage doit fonctionner dès sa mise sous tension. Au cas où l'on constaterait un vrombissement parasite dans le HP, lors d'un appel, il faudrait inverser les fils secteurs du récepteur (peu probable).

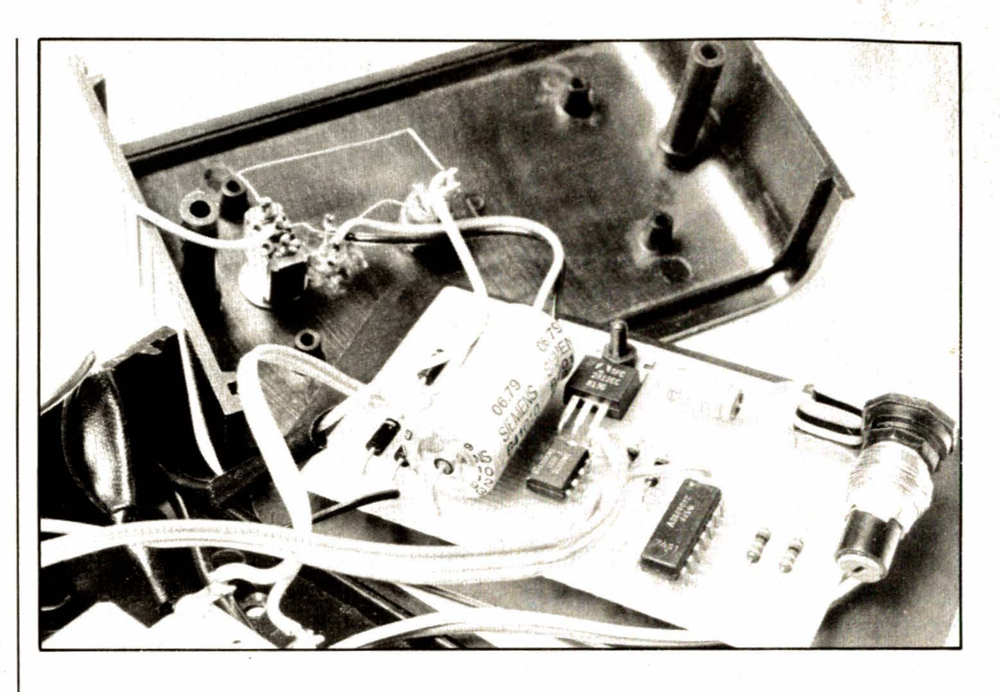
Conclusion

Un petit montage simple et utile. Imaginons une personne malade, alitée, par conséquent ne pouvant se déplacer. Pour appeler, que faire ? Placer, tout simplement, l'émetteur à proximité du lit du malade et disposer le récepteur à côté d'une personne compétante.

Voilà, il existe de nombreuses autres applications et nous faisons confiance à l'ingéniosité de nos lecteurs pour les découvrir.

Précisons tout de même, que la liaison ne peut s'effectuer qu'au sein d'une même installation électrique. Ne comptez donc pas appeler votre voisin avec ce système.

C. BASSO



Nomenclature

Emetteur

Résistances
R_1 : 10 kΩ
R_2 : 10 kΩ
R_3 : 82Ω
R_4 : 82Ω
R_5 : 330Ω

Condensateurs
C_1 : 470 pF
C_2 : 470 µF/16 V
C_3 : 10 µF/16 V
C_4 : 10 nF/250 V
C_5 : 10 nF/250 V
C_6 : 1 nF/250 V

Circuits intégrés
IC_1 : NE 555
IC_2 : CD 4069 B
IC_3 : µA 7812

Autres semiconducteurs
D_1, D_2, D_3, D_4 : 1 N 4007 (série 4000)
D_5 : diode LED rouge ou verte Ø 5

Divers
2 Jacks (socle) 3,5 mm
1 mandrin Lipa 8 mm
Fil de cuivre isolé Ø 0,4 mm
Coffret MMP 110
Passe fil
L_1, L_2, voir texte
1 transformateur 220/12 V 3 VA

Récepteur

Résistances
R_1 : 100Ω
R_2 : 1 MΩ
R_3 : 18 kΩ
R_4 : 12 kΩ
R_5 : 220Ω
R_6 : 820Ω
R_7 : 47 kΩ
R_8 : 1,8 kΩ

Condensateurs
C_1 : 2,7 nF
C_2 : 10 nF/250 V
C_3 : 10 nF/250 V
C_4 : 470 µF/16 V
C_5 : 10 µF/16 V
C_6 : 100 nF
C_7 : 22 nF
C_8 : 100 µF/16 V
C_9 : 22 nF

Circuits intégrés
IC_1 : CD 4011 B
IC_2 : µA 7812

Transistors
T_1, T_2, T_3 : BC 237, BC 238
T_4 : 2 N 1711

Autres semiconducteurs
D_1 : D_2, D_3, D_4 : 1 N 4001 (série 4000)
D_5 : Led rouge Ø 5
D_6 : 1 N 4148

Divers
1 mandrin Lipa Ø 8 mm
Fil de cuivre isolé Ø 0,4 mm
1 coffret MMP 115
1 HP, Z≥ 8Ω
1 passe fil, etc.
L_1, L_2, voir texte
1 transformateur 220/12 V 8 VA

Répétiteur de sonnerie téléphonique

Après vous avoir présenté un « Transmetteur d'appel sur secteur » nous vous proposons un petit appareil destiné à répéter la sonnerie de votre téléphone. Exemple, votre récepteur téléphonique se trouve dans une pièce, vous souhaitez réaliser un montage décrit dans votre revue favorite « Radio Plans - Electronique Loisirs » cependant, l'endroit réservé à vos expériences est situé à une distance telle qu'on ne peut percevoir le son du bruiteur téléphonique. Que faire ? Tout d'abord placer le « répétiteur » à côté du récepteur téléphonique, puis le relier au transmetteur. Dans votre labo, brancher le récepteur HF. Voilà, à chaque sonnerie de téléphone, vous entendrez, au même rythme, un joli signal à 1 kHz dans le haut-parleur du récepteur.

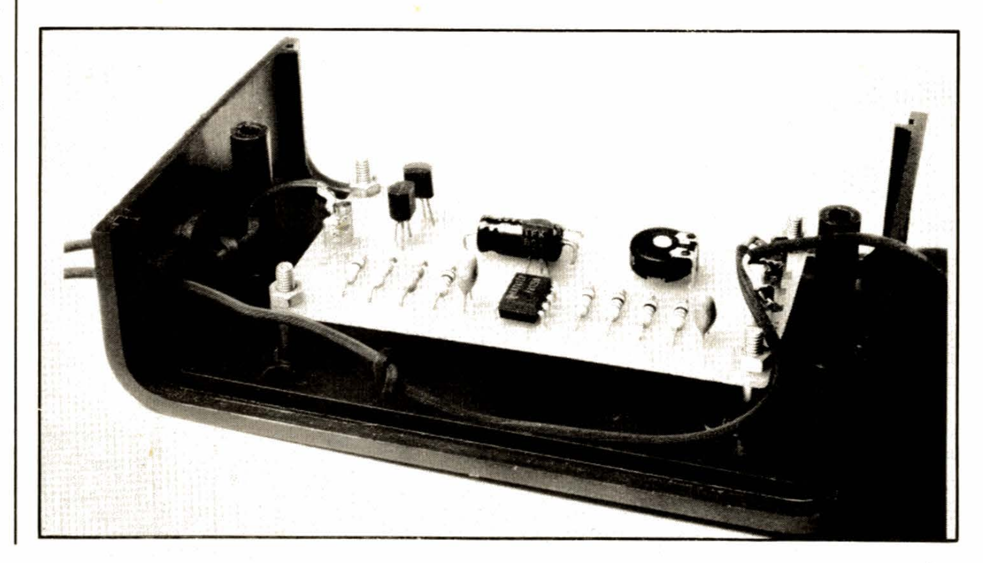
Schéma de principe

Celui-ci est visible en **figure 1**. Comme on le constate, il ne fait appel qu'à des composants classiques. Commençons par la gauche du



schéma. Nous utilisons un micro électret pour sa miniaturisation et son extrême sensibilité. On pourra le récupérer sur un magnéto cassette, comme l'a fait l'auteur ou l'acheter chez un revendeur, le prix en étant relativement modique. R_1 alimente le transistor FET, inclu dans le boîtier de l'électret. Il est possible de rencontrer des microphones, dans lesquels sont inclus FET et résistance d'alimentation. Ces électrets possèdent alors trois broches. Il suffira de retirer R_1 du circuit imprimé. C_1 coupe la composante continue et A_{j1} règle la sensibilité du montage. Puis nous trouvons un classique μA 741 qui amplifie le signal de sortie du micro.

Nous devons donc traduire le 1 d'une crête de modulation en 1 logique franc, disponible à la sortie du montage. C'est le rôle des transistors T_1 à T_3. Au repos, donc sans sonnerie, nous avons R_{10} qui met à zéro la base de T_1, soit zéro en sortie. Puis, quand on applique un signal alternatif sur la base de T_1, nous retrouvons ce signal amplifié sur son collecteur, puis après filtrage par C_3, il commande le darlington, constitué par T_2, T_3. Quel est le rôle de R_9 ? A la première sonnerie C_3 se charge, mais il reste chargé jusqu'à la deuxième : le courant de base de I_2 étant trop faible pour le décharger. En conséquence, nous aurions constament un niveau haut de sortie. Il faut donc dériver le courant de cette capacité à la masse. C'est le rôle de R_9. Le niveau 1 sera appliqué à la broche 4 du NE 555, le 4 étant l'électrode de commande de ce circuit intégré.



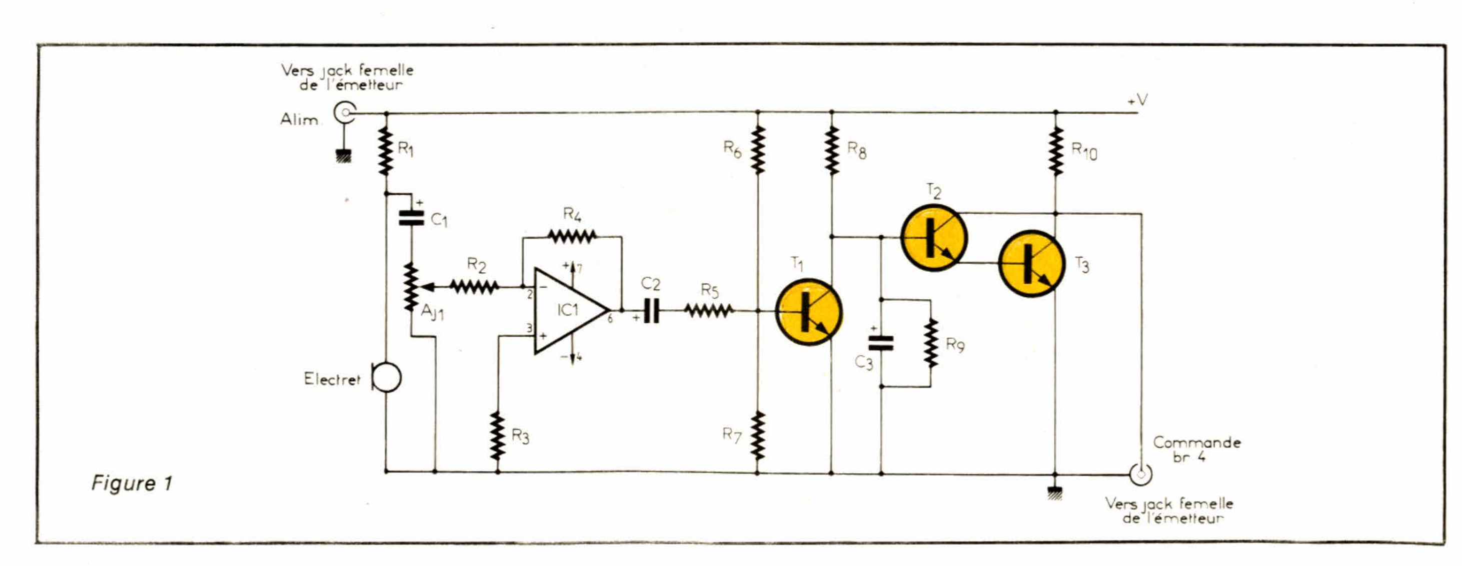


Figure 1

Réalisation pratique

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 2** son implantation en **figure 3**. La mise en coffret s'effectuera dans un boîtier MMP de référence 110. On s'inspirera ici aussi des photos pour le perçage. L'alimentation du montage sera prélevée sur l'émetteur HF, grâce aux prises Jack. Des prises similaires seront utilisées pour la commande du NE 555.

Mise au point

La mise au point consiste en un réglage de la sensibilité du montage. Pour cela, prépositionner A_{j1} de telle sorte que des claquements de mains déclenchent le montage, puis demander à un ami qu'il vous appelle au téléphone. Placer alors le micro électret près du récepteur puis ajuster A_{j1} pour que l'appel s'effectue à chaque sonnerie. Bien sûr on ne décrochera le combiné que lorsque le montage sera réglé !

Conclusion

Un petit montage facile à construire qui rendra un grand service aux personnes difficiles qui le réaliseront !

Christophe BASSO

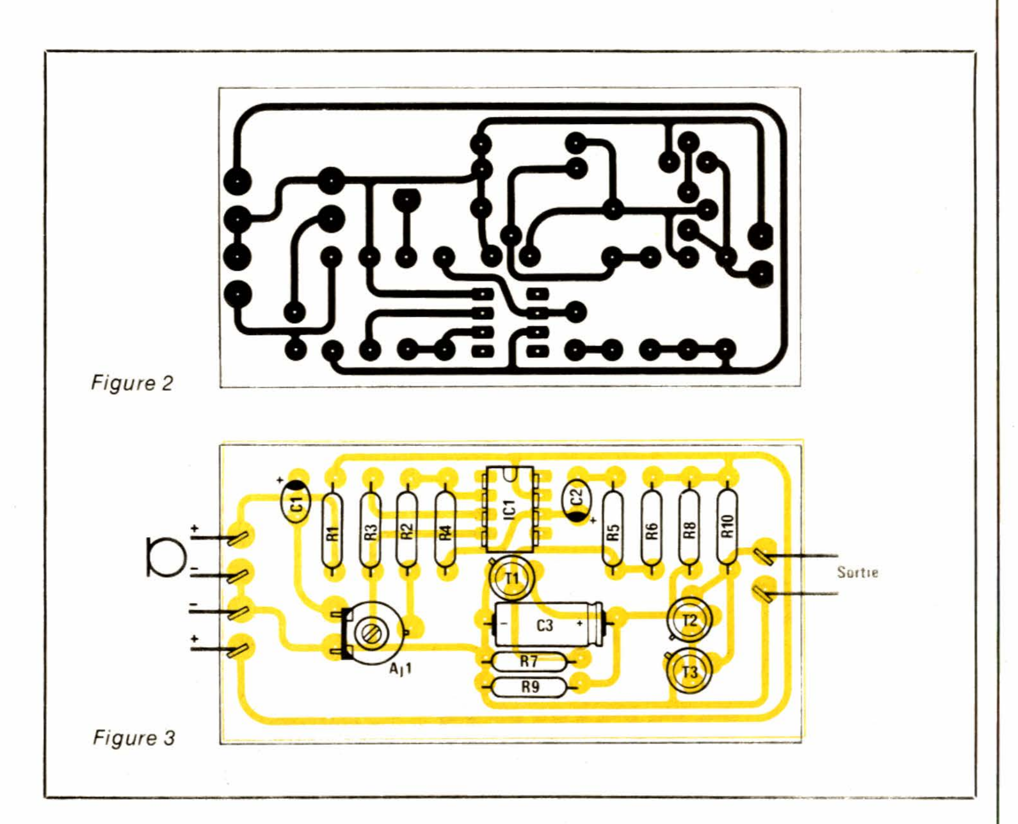


Figure 2

Figure 3

Nomenclature

Résistances

R_1 : 1 kΩ
R_2 : 1 kΩ
R_3 : 1 kΩ
R_4 : 10 kΩ
R_5 : 1 kΩ
R_6 : 180 kΩ
R_7 : 6,8 kΩ
R_8 : 18 kΩ
R_9 : 3,3 kΩ
R_{10} : 10 kΩ

Condensateurs

C_1 : 0,22µF /16 V tantale
C_2 : 0,22µF /16 V tantale
C_3 : 22µF /16 V

Circuit intégré

IC_1 : µA 741

Transistors

T_1, T_2, T_3 : BC 237, BC 238

Ajustable

A_{j1} : ajustable 10 kΩ

Divers

1 microélectret
1 MMP 110 (coffret)
2 jack mâles
2 passe fils

Un interphone pour moto



Les pilotes et passagers des engins exigeant le port du casque (surtout les motos, mais aussi les voitures de rallye), ressentent invariablement le besoin d'un système d'intercommunication leur permettant de ne pas avoir à élever exagérément la voix.

Un procédé raisonnablement simple consiste à équiper chaque casque d'une paire d'écouteurs (ou de petits hauts-parleur), et d'une capsule microphonique.

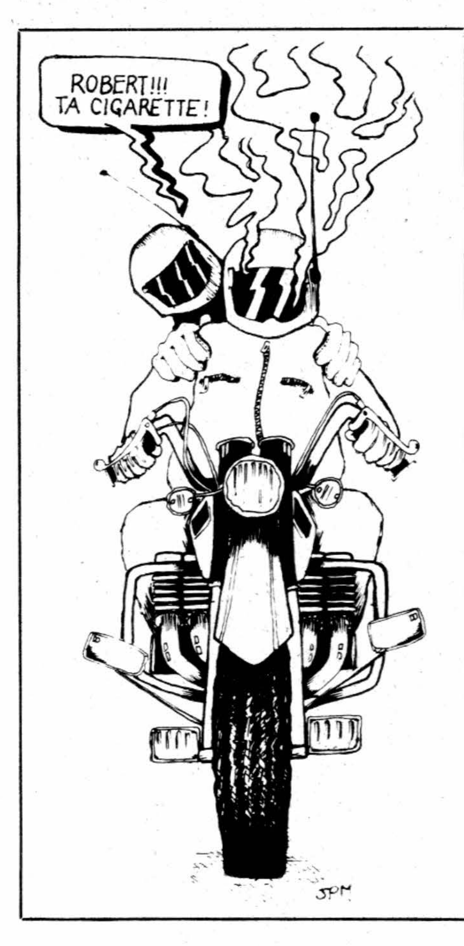
L'étude qui va suivre décrit la réalisation du boîtier électronique nécessaire à l'établissement de la liaison « duplex » entre les deux casques ainsi transformés.

Le schéma de principe :

La **figure 1** ne reproduit que le schéma d'une des deux voies d'amplification, car, tout comme en stéréo, elles sont rigoureusement identiques. Seul le premier condensateur de découplage d'alimentation (C_{10}) est commun aux deux canaux.

L'amplification de puissance est confiée à un TAA 611, circuit intégré de marque SGS-Atès qui peut si nécessaire être remplacé par les diverses variantes du TBA 790 de Sescosem (Thomson).

Le gain en tension disponible (fixé par R_4) ne permettant pas l'attaque directe par un micro, il a fallu prévoir un étage préamplificateur à transistors.



Il s'agit d'un étage **base commune**, puisque l'entrée se fait sur l'émetteur, la base étant découplée à la masse par C_2. Les avantages bien connus de ce type d'étage sont les suivants :

— grand gain
— faible impédance d'entrée
— impédance de sortie moyenne

auxquels il convient d'ajouter, ce qui est fort appréciable, le fait que l'on peut indifféremment utiliser des micros dynamiques (200 à 600Ω) ou les récentes capsules à électret (condensateur) **à deux fils.** Le courant continu d'alimentation est alors fourni par la liaison directe avec l'émetteur de T_1.

Cet artifice de montage ne s'applique évidemment pas aux capsules électret à 3 fils !

Le gain de l'ensemble T_1/IC_1 s'avérant plus que confortable, il est prévu un potentiomètre ajustable P_1 permettant de caler une fois pour toutes le niveau sonore à une valeur confortable.



Réalisation pratique :

Les deux voies du montage ont été regroupées sur un même circuit imprimé, dont le tracé apparaît sur la **figure 2**. On notera que la proximité de deux amplificateurs à gain élevé impose un respect strict des règles habituelles concernant les masses et le blindage des connexions, surtout sur un véhicule à moteur. De sévères accrochages seraient au rendez-vous en cas de libertés prises à ces niveaux.

Le câblage selon la **figure 3** n'appelle pas de commentaire particulier, si ce n'est la recommandation de bien veiller à l'orientation de nombreux condensateurs chimiques.

On testera et réglera chaque canal séparément, avant de procéder aux dernières vérifications dans les conditions définitives d'emploi.

En cas d'alimentation sur la batterie de bord, on vérifiera **impérativement** la présence d'un fusible sur la ligne utilisée, et on soignera particulièrement l'isolement du circuit imprimé (boîtier plastique 110 PP de MMP pour lequel les trous nécessaires sont prévus dans le circuit imprimé, et qui offre une sécurité totale).

On ne rappellera en effet jamais assez le danger des court-circuits sur une batterie de véhicule !

Si le moindre doute subsistait sur ce plan de la sécurité, il faudrait se rabattre sur une alimentation par piles (9 V environ).

Conclusion

Correctement réalisé et installé, ce montage simple et peu coûteux peut apporter un confort certain aux passagers d'un véhicule tel qu'une moto ou une voiture rapide. Signalons d'ailleurs que bien d'autres applications peuvent être trouvées en matière d'intercommunication, quitte à utiliser des réglages différents et une autre disposition des micros et

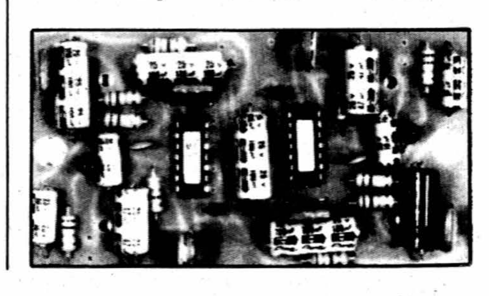


Figure 1

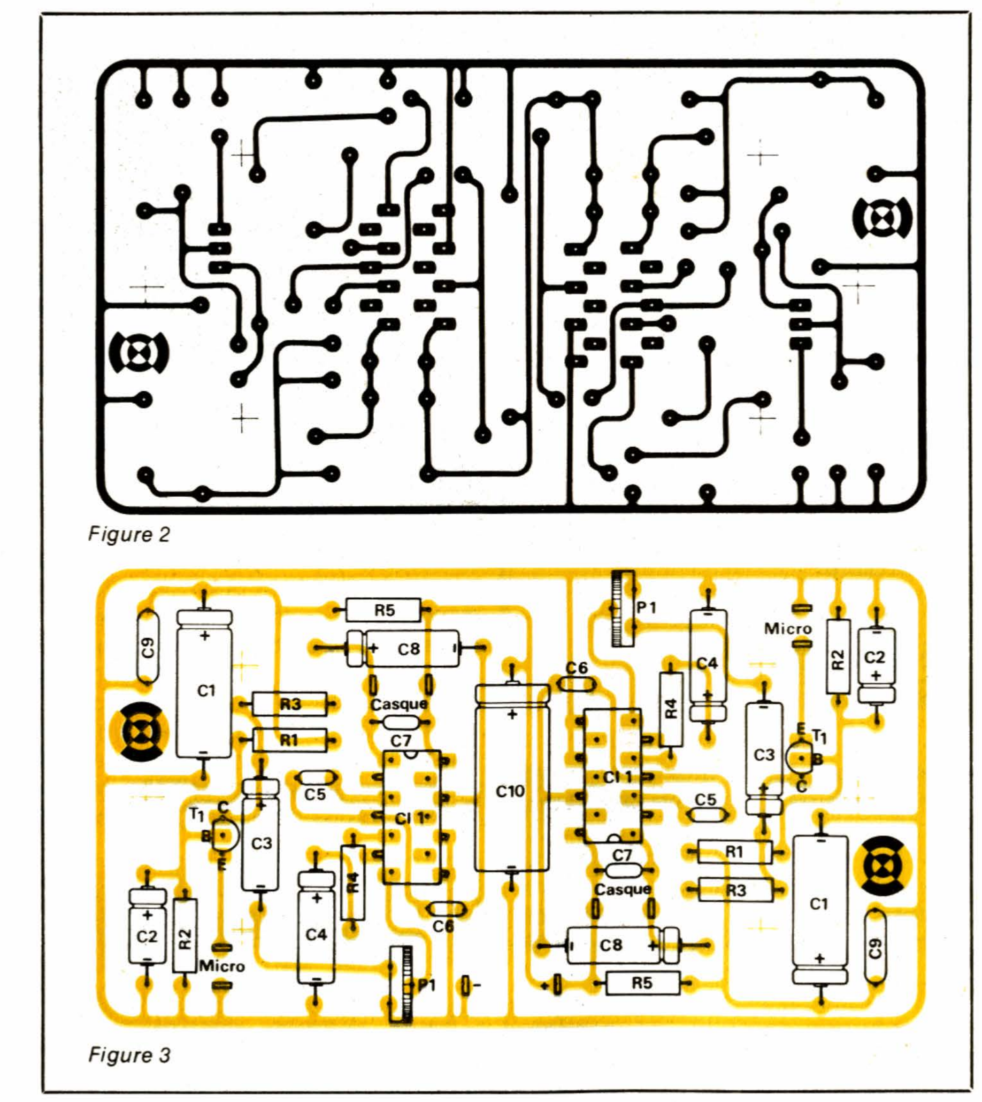


Figure 2

Figure 3

haut-parleurs ou écouteurs. On appréciera alors l'absence de toute commutation parole-écoute !

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Composants à acheter en double, à l'exception de C_{10}

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 100 kΩ
R_2 : 10 kΩ
R_3 : 10 kΩ
R_4 : 33Ω
R_5 : 270Ω

Condensateurs

C_1 : 100 µF 25 V
C_2 : 10µ F 25 V
C_3 : 10µ F 25 V
C_4 : 47µF 25 V
C_5 : 100 pF céramique
C_6 : 470 pF céramique
C_7 : 0,1µF mylar
C_8 : 100µF 25 V
C_9 : 0,1µF mylar
C_{10} : 100µF 25 V

Transistor

T_1 : BC 237 ou équivalent

Circuits intégrés

CI_1 : TAA 611 B 12 SGS ou TBA 790 Sescosem

Divers

P_1 : potentiomètre ajustable 22 kΩ
HP_1 : haut-parleur 8Ω 5 cm ou écouteur 4 à 25Ω
M_1 : micro dynamique 200 à 600Ω ou capsule électret 2 fils
1 boîtier 110 PP marque MMP

Le GF 2 : un générateur de fonctions universel



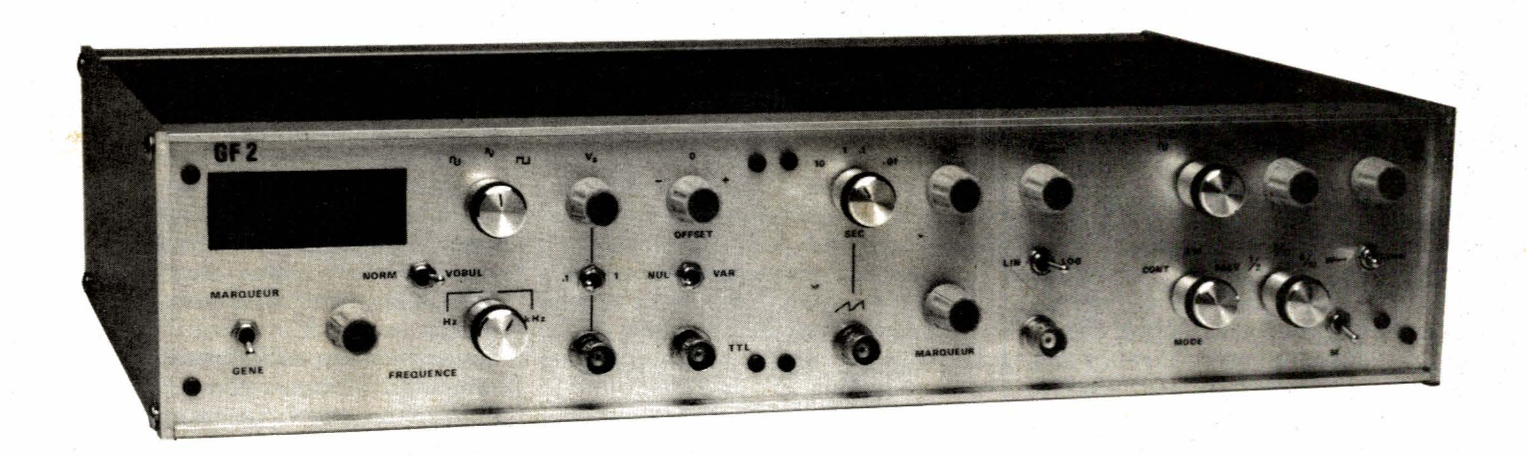
Après description, dans notre numéro 414, de la carte centrale de ce montage (l'oscillateur principal qui, à lui seul, constituait la version simplifiée GF 1 du générateur modulaire), nous avons proposé, dans le numéro 418, l'étude des circuits de vobulation et de marquage.

Voici, aujourd'hui, celle de la modulation d'amplitude, et de la génération des salves de signaux. Comme précédemment annoncé, nous y ajoutons, en option, un affichage digital des fréquences d'oscillation ou de marquage.

L'ensemble le plus complet constitue la version GF 2, illustrée en couverture. Nous détaillons, pour elle, les problèmes d'interconnexion des différentes cartes.

L'étude finale a été conduite pour le coffret choisi pour le prototype. Ce matériel, très soigné, confère à l'ensemble une facture professionnelle indiscutable, et nous nous permettons de le recommander à nos lecteurs.

Il va sans dire que le caractère modulaire de la réalisation laisse, à chacun, la possibilité de compléter un matériel déjà existant par la seule carte de vobulation par exemple, ou par la carte de modulation d'amplitude et de salves de signaux.



Caractéristiques principales

Signaux de base

Formes d'ondes : sinusoïdes, triangles, rectangles.
Fréquence : de 0,05 Hz à 500 kHz en 6 gammes.
Impédance de sortie : 50 Ω.
Tension de sortie à vide : 10 Vcc.
Offset nul ou réglable (± 10 V à vide).
Sortie TTL.

Vobulateur

Vobulation interne linéaire ou logarithmique.
Rapport maximum : 1 000.
Période de vobulation : de 10 s à 10 ms.
Sortie de la rampe linéaire.
Sortie de synchronisation.
Signal de marquage en fréquence.

Modulation d'amplitude

Fréquence : de 50 Hz à 5 kHz.
Ondes triangulaires, sinusoïdales ou rectangulaires.
Taux réglable de 0 à 100 %.

Générateur de salves

Salves de 1, 2 ou 4 périodes.
Extinction totale ou rapport 1/10 entre deux salves.

Lecture des fréquences

Affichage sur 3 digits.
Lecture de la fréquence d'oscillation ou de la fréquence du marqueur.

A. La modulation d'amplitude

La carte 3 du générateur GF 2, rassemble deux types de circuits : ceux qui assurent la modulation d'amplitude, et ceux qui délivrent des salves de signaux. Nous traiterons séparément ces deux cas.

Quelques rappels sur la modulation d'amplitude

Elle consiste à faire varier l'amplitude d'un signal de fréquence élevée, dit « porteuse », au rythme du signal modulateur à fréquence généralement beaucoup plus basse.

Si t désigne le temps, nous appellerons v_m (t) la tension, supposée sinusoïdale, du signal modulateur, et $v_p(t)$ celle de la porteuse :

$$v_m(t) = V_m \sin \omega_m t$$
$$v_p(t) = V_p \sin \omega_p t$$

en admettant que soient nulles les phases φ_m et φ_p à l'origine.

La valeur instantanée de la tension modulée est alors :

$$v = (V_p + V_m \sin \omega_m t) \sin \omega_p t$$

ou

$$v = V_p \left(1 + \frac{V_m}{V_p} \sin \omega_m t\right) \sin \omega_p t$$

le rapport :

$$k = \frac{V_m}{V_p}$$

s'appelle le **taux de modulation.** On utilise aussi souvent le pourcentage de modulation m :

$$m = 100\ k$$

Modulation d'amplitude par circuit multiplicateur

Il existe de nombreuses méthodes pour moduler une tension en amplitude. Celle que nous avons retenue offre deux avantages décisifs :

- Elle permet d'atteindre un taux de près de 100 %, sans apparition de distorsion sensible.
- Elle s'applique même aux porteuses de faibles fréquences, sans que subsiste d'ondulation parasite.

La compréhension du fonctionnement d'un circuit multiplicateur passe par la connaissance de quelques propriétés de l'amplificateur différentiel à deux transistors, comme celui de la **figure 1.** Grâce à des calculs que nous épargnerons ici à nos lecteurs, on peut montrer que le gain d'un tel amplificateur est proportionnel à l'intensité I du courant commun aux deux émetteurs.

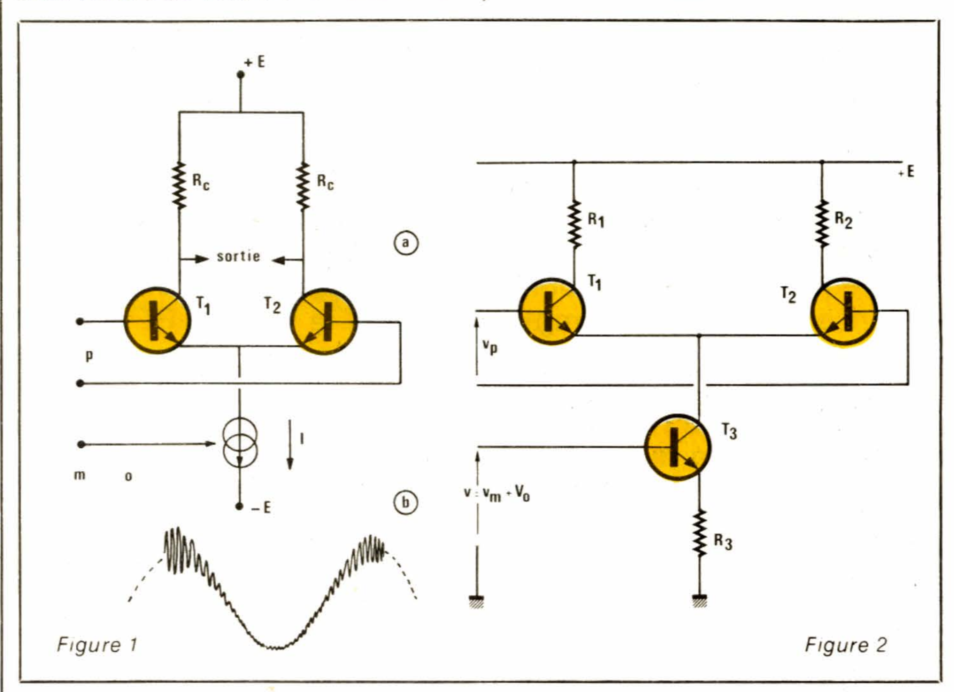


Figure 1 — Figure 2

Dans ces conditions, on peut, en appliquant une sinusoïde d'amplitude constante entre les bases de T_1 et de T_2, moduler l'amplitude recueillie entre les deux collecteurs, si on commande I au rythme de la tension modulatrice.

Une solution simple est proposée à la **figure 2**, où l'intensité I est celle qui pénètre par le collecteur de T_3. Une fois choisie R_3, I est proportionnelle à la tension appliquée entre la masse et la base de T_3. En négligeant la différence de potentiel V_{BE} de T_3, on a :

$$I = \frac{v}{R_3}$$

On appliquera donc la porteuse v_p entre les bases de T_1 et de T_2, et la modulation v_m, augmentée d'une tension continue de polarisation V_o, sur la base de T_3.

Malheureusement, si les variations de I commandent proportionnellement l'amplitude du signal de sortie, elles introduisent aussi un décalage simultané de la tension moyenne (polarisation) sur les deux collecteurs, puisqu'elles modifient de la même façon les courants tra-

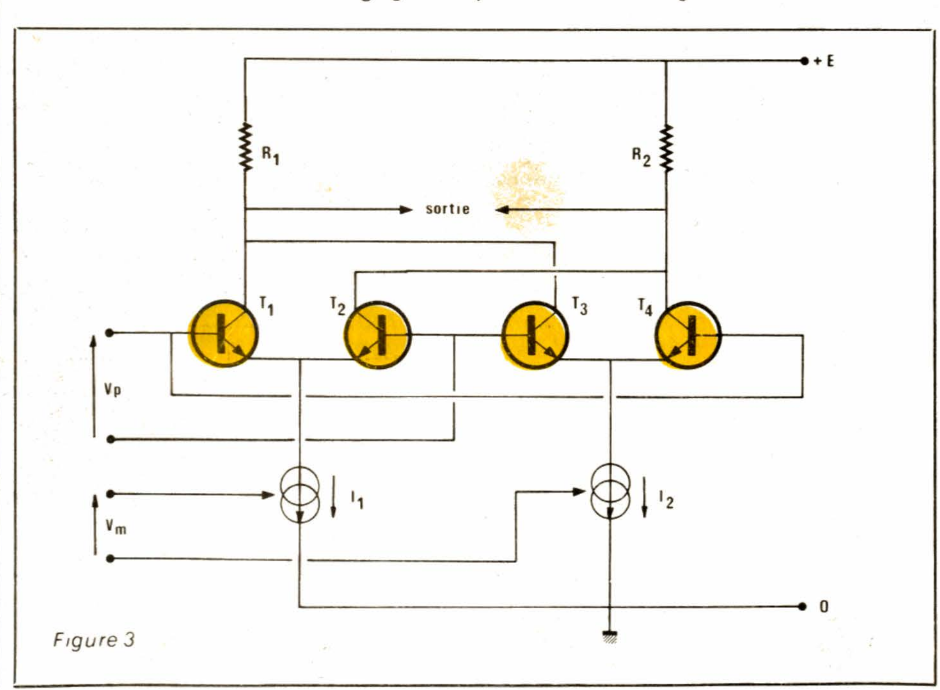


Figure 3

versant R_1 et R_2. A la modulation d'amplitude s'ajoute alors une ondulation, au rythme de la BF : c'est ce que montre l'oscillogramme A, que nous avons relevé à l'aide du montage de la figure 2.

Un remède possible, et fort élégant, apparaît avec le montage de la **figure 3**, faisant appel au double amplitificateur différentiel T_1, T_2 et T_3, T_4. T_1 et T_4 d'une part, T_2 et T_3 de l'autre, reçoivent les mêmes tensions (porteuse v_p). Les générateurs de courants I_1 et I_2, dont nous n'avons pas ici détaillé la structure, sont attaqués différentiellement par le signal modulateur v_m. Tout accroissement ΔI_1 de I_1, s'accompagne d'une diminution ΔI_2 de I_2, égale à ΔI_1. La tension modulatrice agit donc toujours sur le gain, mais sans changer les courants de polarisation qui traversent R_1 et R_2, puisque chacune de ces résistances est alimentée à la fois par T_1 et T_3, ou par T_2 et T_4.

Le circuit μ A 796

Différents fabricants de semiconducteurs proposent des circuits intégrés multiplicateurs, c'est-à-dire dans lesquels la tension de sortie est, à chaque instant, le produit des tensions appliquées sur les entrées : l'ensemble se comporte donc comme le montage de la figure 3, et peut servir de modulateur.

Nous avons sélectionné le modèle μA 796 (Fairchild, Motorola), parce que à la lecture des annonceurs, il nous est apparu comme le mieux distribué pour les amateurs. La **figure 4** donne son schéma interne : on y reconnaîtra le dispositif de la figure 3.

Dans ses conseils d'utilisation, Fairchild propose, pour l'exploitation en modulateur, le schéma de la **figure 5**. On remarquera, d'abord, la dissymétrie de l'alimentation, qui demande des tensions de + 12 volts et de − 9 volts.

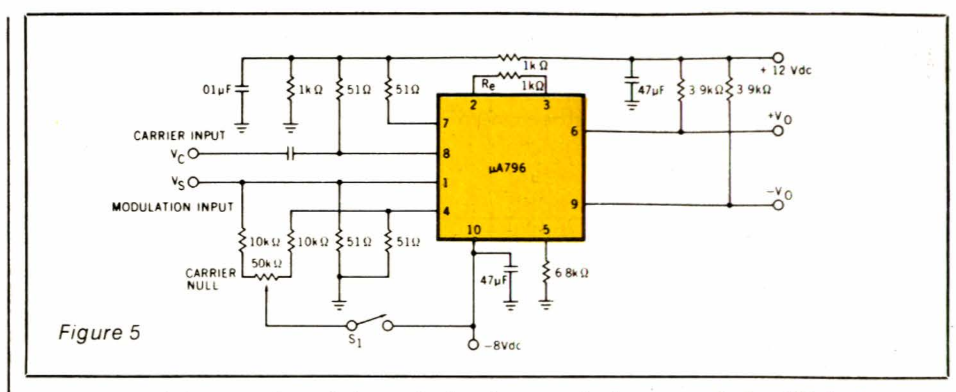


Figure 5

Le gain, qui dépend du couplage entre les émetteurs de T_5 et de T_6, se trouve déterminé par la valeur de la résistance qui réunit ces deux électrodes.

La porteuse, qui pourrait s'appliquer différentiellement entre les bases de T_1 et T_4, d'une part, T_2 et T_3 de l'autre, commande ici, à travers un condensateur, le seul ensemble T_2 T_3, tandis que l'autre reçoit une tension continue de polarisation, sans composante alternative. Il en est de même pour l'entrée de modulation, elle aussi excitée dissymétriquement.

La tension de polarisation des différentes entrées, s'obtient à partir d'un diviseur établi entre le + 12 volts et la masse.

Schéma complet des circuits de modulation

On le trouvera à la **figure 6**. Le modulateur doit évidemment recevoir deux signaux : la porteuse, qui vient de la carte 1 du GF 2 ; les tensions modulatrices, élaborées dans un oscillateur qui fait partie de la carte 3.

Pour ce dernier oscillateur, nous avons réutilisé un circuit intégré ICL 8038, mais dans une configuration nettement plus simple que précédemment. Dans la pratique, en effet, il n'est guère nécessaire de disposer d'une vaste plage de fréquences modulatrices, et nous avons jugé suffisant de nous limiter de 50 ou 60 Hz à 5 kHz environ.

Compte tenu des possibilités du 8038, ceci est possible sur une seule gamme, sans précautions particulières. Dans la figure 6, on ne trouvera donc qu'un seul condensateur de temporisation C_t (borne 10 de CI_1). La fréquence d'oscillation est alors commandée manuellement par le potentiomètre P_7, dont les résistances ajustables AJ_2 et AJ_3, associées à R_3, limitent l'excursion. Les performances recherchées vers les très basses fréquences devenant beaucoup plus modestes que dans le cas de l'oscillateur principal, nous avons pu supprimer la compensation de courant sur la borne 5.

Pour le reste, on retrouve les réglages déjà connus : AJ_1 permet d'obtenir des signaux symétriques,

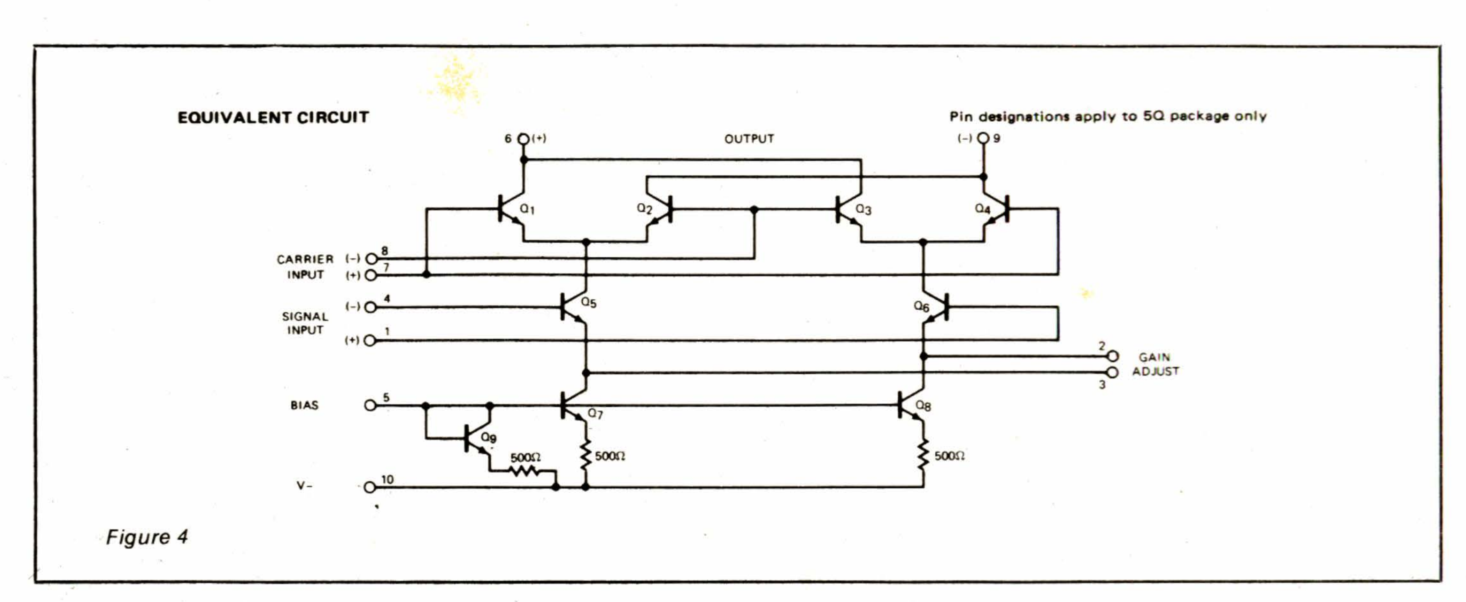
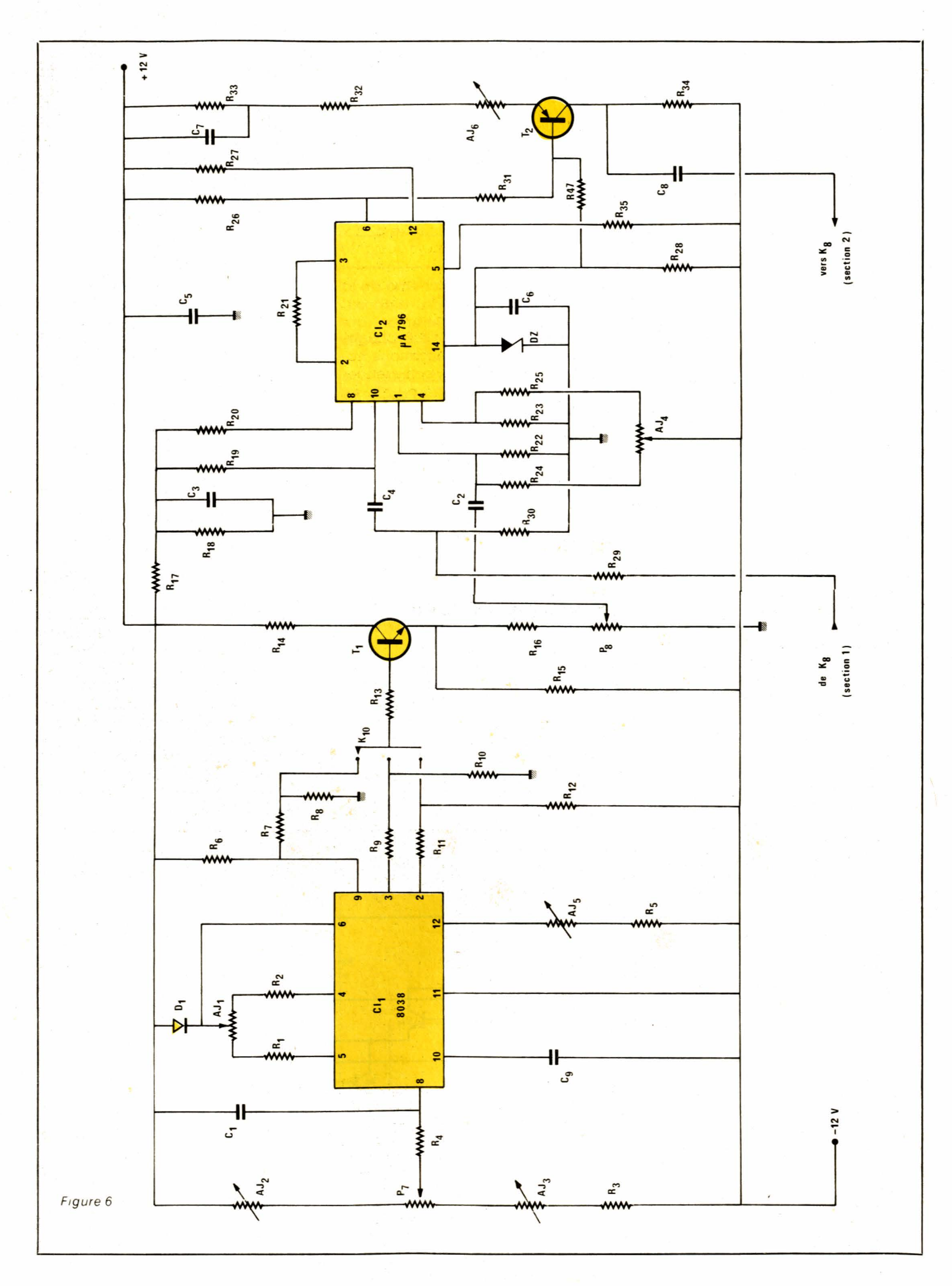


Figure 4


+ 12 V
- 12 V
CI1
8038
CI2
µA 796
T1
T2
DZ
D1
R47
AJ1
AJ2
AJ3
AJ4
AJ5
AJ6
P7
P8
K10
vers K8
(section 2)
de K8
(section 1)
Figure 6

et Al_5 autorise une optimisation de la distorsion sur les sinusoïdes.

Les trois formes d'ondes sont exploitées pour la modulation. Mais contrairement à l'oscillateur principal, comme on n'accède pas aux fréquences élevées, les atténuateurs qui égalisent les amplitudes sur les trois sorties, ne comportent plus de condensateurs de compensation. De même, on s'est contenté d'une égalisation plus approximative, ce qui supprime quelques ajustables dans les diviseurs.

Le commutateur K_{10}, à trois positions, sélectionne les sinusoïdes, les triangles ou les rectangles, pour les appliquer, à travers R_{13}, à l'étage adaptateur d'impédances, maintenant constitué du seul transistor T_1 utilisé en collecteur commun. Il n'est pas prévu, sur T_1, de réglage de la polarisation continue, puisque la liaison s'effectue, vers le modulateur, par voie capacitive. Le niveau de sortie, donc le taux de modulation, est commandé par le potentiomètre P_8.

On pourra s'étonner de la présence de la résistance R_{15}, qui semble doubler inutilement l'ensemble R_{16} et P_8. En fait, elle permet de faire consommer un courant suffisant par T_1 (afin que son gain β ne devienne pas trop faible), sans imposer une intensité continue excessive dans P_8, qui n'apprécierait guère ce traitement. A cet effet, R_{15} est reliée au − 12 volts de l'alimentation.

Dans la deuxième partie du schéma de la figure 6, on retrouve le configuration du modulateur analysé en figure 5. La tension modulatrice parvient sur l'entrée 1 à travers le condensateur d'isolement C_2, tandis que les résistances R_2 et R_{23} assurent la polarisation en continu des entrées 1 et 4. Un équilibrage se révèle d'ailleurs indispensable : c'est le rôle des résistances R_{24} et R_{25}, associées à l'ajustable AJ_4.

L'entrée de la porteuse, en provenance de la carte 1 par la résistance R_{29} (on en atténue le niveau grâce au diviseur R_{29} et R_{30}), parvient sur l'entrée 10 à travers C_4. En continu, les entrées 8 et 10 se trouvent polarisée à + 6 volts à partir du diviseur R_{17} R_{18}, et à travers les résistances R_{19} et R_{20}.

On recueille le signal de sortie modulé, sur la borne 6, pour l'envoyer sur l'étage final construit autour du PNP T_2, dont le gain est réglable à l'aide de l'ajustable AJ_6, fixant le taux de réaction négative.

Enfin, le signal modulé, maintenant ramené au niveau compatible avec les exigences des étages de sortie de la carte 1, y retourne à travers C_8, et la deuxième section du commutateur K_8.

B. Le générateur de salves

Les salves se composent de périodes, en nombre entier mais variable du signal principal, séparées soit par des zones de silence, soit par des zones d'amplitude atténuée (un dixième de celle des salves).

Chaque train d'ondes doit obligatoirement, pour les applications habituelles des tone-burst, commencer et finir au passage par zéro : nous y parviendrons grâce à une mise en forme dans un comparateur.

La division, qualifiée de « programmable » parce que le commutateur K_9 permet le choix du nombre de périodes de chaque salves, repose sur l'emploi d'une décade SN 7490, dont nous rappellerons d'abord quelques propriétés.

La décade SN 7490

Sans pénétrer les détails de sa structure interne, indiquons, par référence au brochage de la **figure 7**, et au tableau de vérité de la **figure 8**, la succession de l'état des sorties, dans les conditions où nous employons ce circuit.

Ces conditions impliquent le maintien à la masse, c'est-à-dire au niveau logique 0, des entrées R_1 et R_2 de remise à zéro, et des entrées S_1 et S_2 de remise à 9. La sortie A de la première bascule commande l'entrée BD de la deuxième, et les impulsions d'horloge, mises sous forme de créneaux logiques aux normes TTL, attaquent l'entrée E. Le tableau de vérité et les diagrammes de la **figure 9**, montrent alors la succession des états sur les quatre sorties.

Le principe du découpage

Il est illustré par la **figure 10**. Le signal principal (nous avons choisi les triangles dans la figure 10, mais le raisonnement s'applique aux deux autres formes d'ondes), attaque l'entrée e_1 d'un comparateur, dont on maintient l'autre entrée e_2 au niveau de la masse. Comme nous prélevons les tensions de l'entrée e_1 en un point de la carte 1 du générateur (revoir le synoptique du numéro 414) où ils sont centrés sur zéro, on dispose, en sortie du comparateur, de créneaux à rapport cyclique unitaire, dont les transitions montantes et descendantes coïncident avec les passages par zéro du signal principal, avec inversion de phase (l'entrée active du comparateur étant son entrée inverseuse).

Des circuits de mise en forme, ramènent ces créneaux aux normes TTL, en leur faisant subir une inversion de phase. Sur leur sortie, on dispose donc maintenant des créneaux de la **ligne c** de la **figure 10** : ils servent à commander l'entrée de la décade SN 7490.

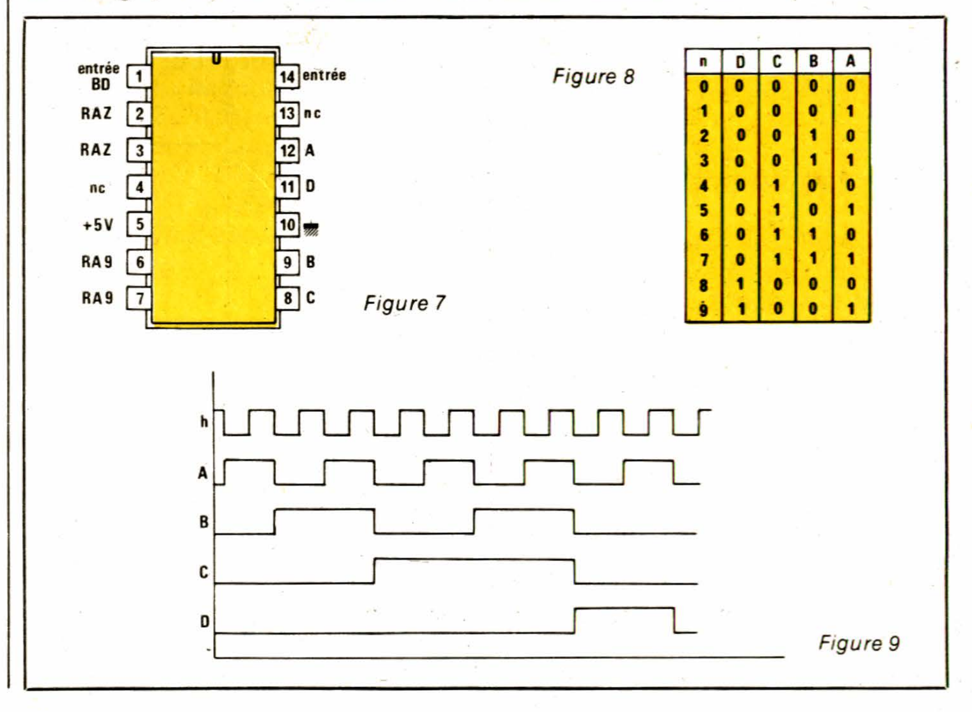


Figure 7

Figure 8

n	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

Figure 9

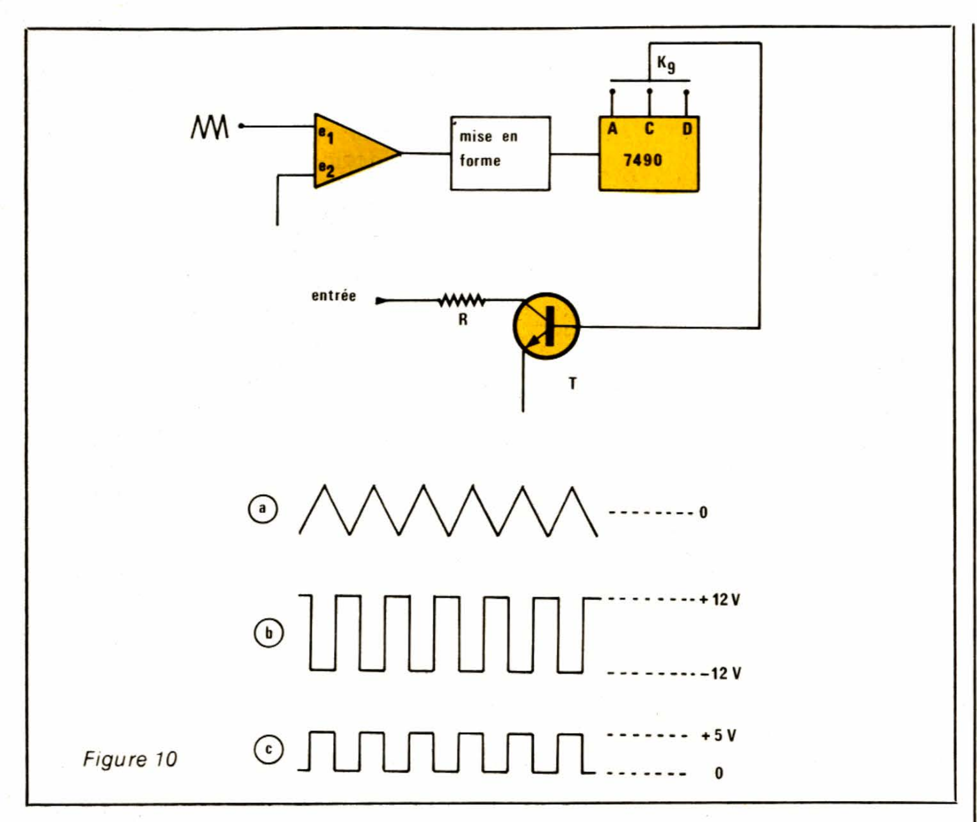


Figure 10

Grâce au commutateur K9, on sélectionne, sur cette dernière, soit la sortie A, soit la sortie C, soit la sortie D, qui, à leur tour, pilotent un transistor travaillant en interrupteur, par sa base. Ce même transistor, sur son collecteur que charge une résistance R, reçoit les signaux principaux de la carte 1. Suivant la position de K9, il laisse alors passer :

- soit une période sur deux de ces signaux,
- soit deux périodes sur dix (commande par la sortie D),
- soit quatre périodes sur dix (commande par la sortie C).

Le fonctionnement du transistor T, qui reçoit, sur son collecteur, des tensions alternativement positives et négatives par rapport à la masse, c'est-à-dire par rapport au potentiel de l'émetteur, nécessite quelques explications que, pour ne pas alourdir le texte, nous reportons en annexe.

Schéma complet du générateur de salves

On le trouvera en **figure 11**. La numérotation des composants suit celle de la figure 6, puisque l'ensemble fait partie de la même carte (carte 3 du GF 2).

Les signaux de la carte 1, prélevés sur la sortie triangulaire de l'oscillateur 8038, parviennent, à travers R36, à l'entrée inverseuse du comparateur CI3, dont l'entrée non inverseuse rejoint la masse par R37. En sortie de CI3, aux bornes de R38, on dispose donc de créneaux dont les paliers hauts et bas se situent respectivement à + 12 volts et − 12 volts.

Le transistor T3, alimenté, grâce au circuit régulateur de tension CI6, entre zéro et + 5 volts, travaille entre le blocage et la saturation. Aux bornes de R40, donc sur son collecteur, on recueille donc des créneaux évoluant entre ces mêmes tensions, et propres à commander la décade SN 7490, elle aussi alimentée sous 5 volts par CI6.

Les considérations développées en annexe, sur le fonctionnement du transistor découpeur, montrent que celui-ci exige, sur sa base, des tensions alternativement positives et négatives. On ne peut donc en assurer le blocage ou la saturation directement par les sorties TTL de la décade, et un interfaçage s'impose. Il est confié au circuit CI5, amplificateur opérationnel choisi pour sa réponse rapide aux transitions.

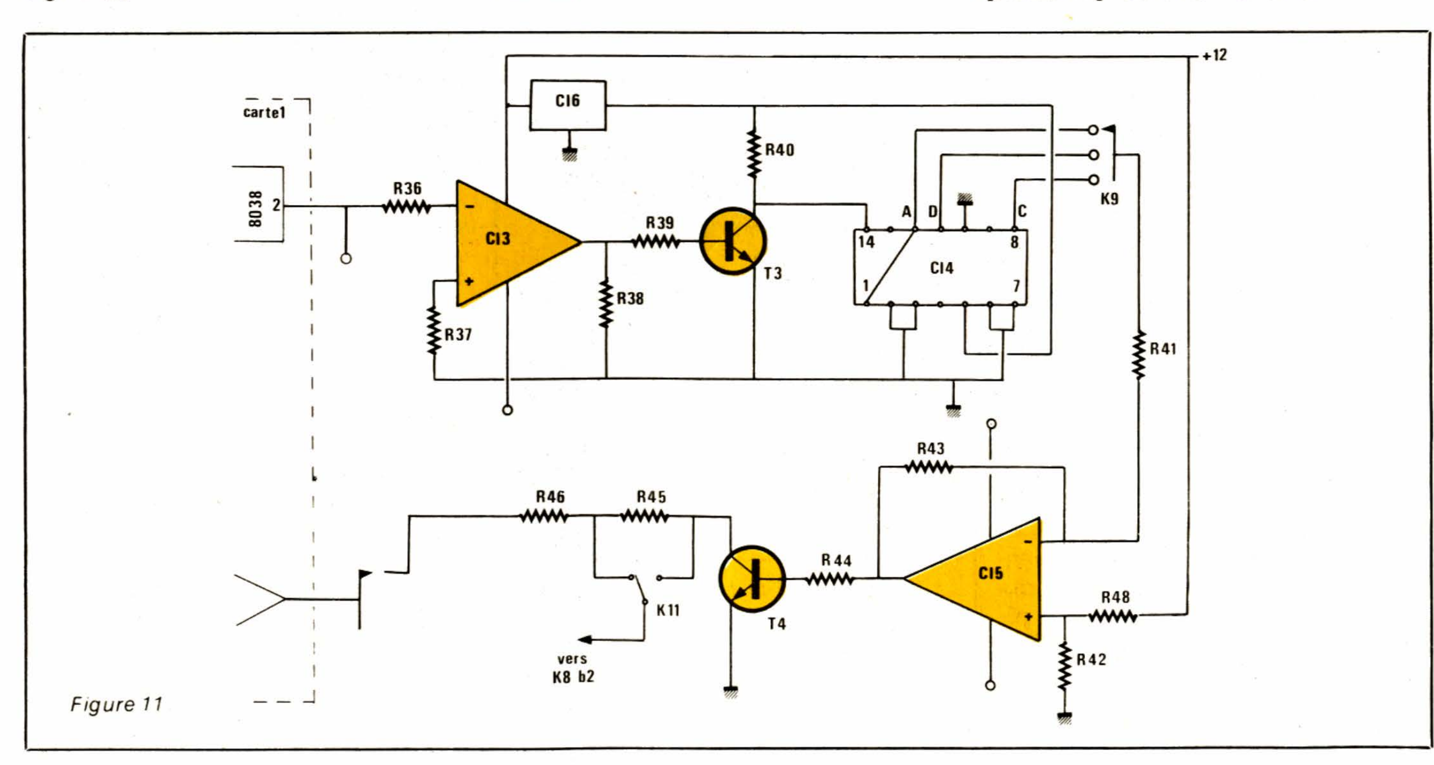


Figure 11

Cet amplificateur, monté en inverseur avec un gain légèrement supérieur à deux grâce aux résistances R_{41} et R_{43}, pilote la base du transistor découpeur T_4, à travers R_{44}.

Depuis la sortie de la carte principale (résistance R_{45} sur la figure 10 du numéro 414), parviennent les signaux à découper. Grâce au commutateur K_{11}, on peut obtenir soit des salves séparées par des zones de silence total, soit des alternances de signaux dans des rapports d'amplitude de 1 à 10.

C. Câblage de la carte 3

Nous ne pouvons que répéter la mise en garde effectuée dans notre précédent numéro, à propos de la carte de vobulation : il serait dangereux de passer à cette étape du travail, sans avoir totalement étudié l'exposé théorique.

La **figure 12** donne, à l'échelle 1, et vu par la face cuivrée du substrat, le dessin du circuit imprimé. Pour l'implantation des composants, on se reportera à la **figure 13**, et à la photographie de la **figure 14**.

Là encore, les circuits intégrés (à l'exception bien sûr, du régulateur à trois pattes CI_6), seront montés sur supports. On ne les mettra en place qu'après avoir soudé ces derniers, et en veillant au respect de l'orientation.

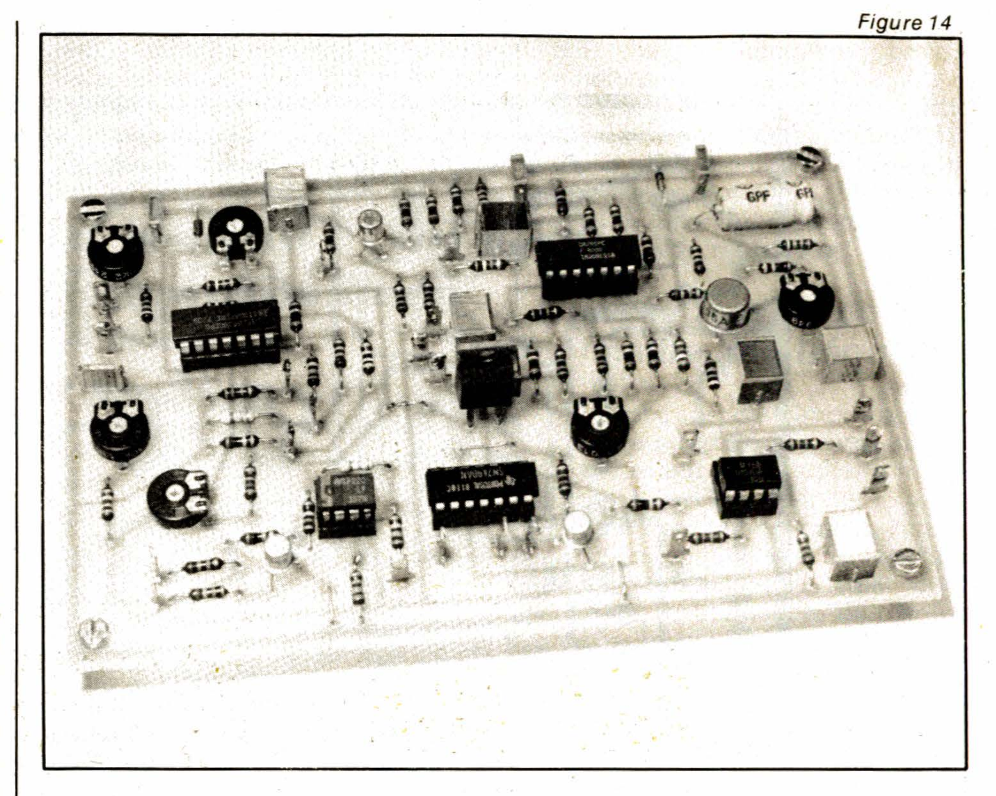
D. Préréglage de la carte 3

Ici, comme pour la carte 2, un préréglage, effectué sur table, facilitera la mise au point finale. Il permettra aussi de déceler d'éventuelles erreurs de câblage, faciles à corriger à ce stade de la construction, mais qui poseraient des problèmes plus graves après la mise en place dans le coffret.

Sur table, on réalisera donc les opérations suivantes :

- relier provisoirement, par des fils courts, les potentiomètres P_7 et P_8, ainsi que le commutateur K_{10} ;
- placer toutes les résistances ajustables à mi-course ;
- ne placer provisoirement, sur la carte 3, que le circuit intégré CI_1 (le régulateur CI_6 est déjà soudé, ce qui n'est pas gênant) ;
- brancher les alimentations (0, + 12 volts et − 12 volts) en faisant très attention aux polarités.

Figure 14



Réglage de l'oscillateur CI_1

Celui-ci, rappelons-le, fonctionne ici sur une seule gamme, dans une plage de fréquences approximativement comprise entre 50 et 60 Hz, et 10 kHz. On procédera à la mise au point dans l'ordre indiqué ci-dessous.

Symétrie des signaux de sortie

A l'aide du potentiomètre P_7, régler la fréquence sur 1 à 2 kHz environ. Placer la sonde de l'oscilloscope sur la sortie « triangles » (borne 3 du circuit 8038). Régler la symétrie en agissant sur l'ajustable AJ_1.

Limites de l'excursion en fréquence

Il s'agit de régler la fréquence maximale et la fréquence minimale de l'unique gamme d'oscillations, par les résistances ajustables AJ_2 et AJ_3. Pour cela :

- tourner P_7 à fond vers les fréquences les plus élevées, et régler AJ_3 à la limite des déformations. Ce réglage a été explicité dans notre numéro 414, où nous avons publié un oscillogramme montrant les phénomènes observés lorsque le potentiel descend trop bas sur la borne 8 du 8038 ;
- tourner P_7 à fond vers les fréquences basses. Là encore, nous avons montré les défauts à éviter, ce qui s'obtient par AJ_2. On ne cherchera pas à dépasser les fréquences pour lesquelles une nouvelle dissymétrie prendrait naissance : il importe peu, pour la modulation, d'obtenir un rapport 1000, et une valeur de 100 suffit très largement.

Distorsion des sinusoïdes

On placera maintenant la sonde de l'oscilloscope sur la sortie sinusoïdale, c'est-à-dire sur la borne 2 du circuit 8038, et on reviendra à une fréquence de 1 à 2 kHz. La distorsion minimale s'obtient en réglant AJ_5.

Egalité des amplitudes

Il s'agit d'un simple contrôle, puisqu'aucun réglage n'est prévu. En plaçant la sonde sur le point commun du commutateur K_{10}, on vérifiera que l'amplitude est bien à peu près la même (environ 2 volts crête à crête) pour les trois signaux. Un écart important résulterait d'une erreur dans le choix des résistances R_7 et R_{12}.

En plaçant maintenant la sonde sur le curseur du potentiomètre P_8, on vérifiera que, pour les trois signaux, l'amplitude varie, lorsqu'on manœuvre ce potentiomètre, de 0 à 600 millivolts crête à crête environ.

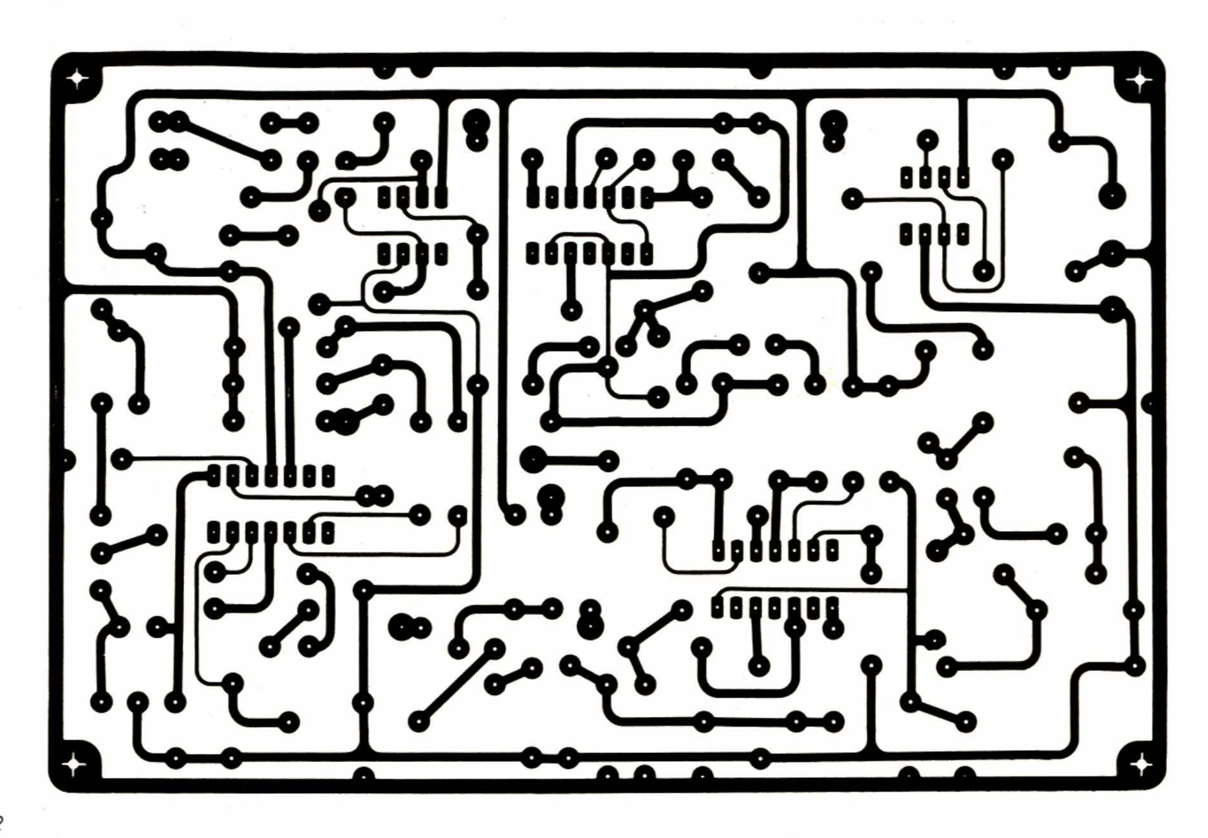


Figure 12

de K8/1
P8
P7
K10
K11
Vers K8 b2
K9
vers K8
de la sortie carte 1
+12 V
0
-12 V

Figure 13

Réglage du modulateur CI_2

Ce circuit reçoit les tensions de modulation, dont nous venons d'effectuer la mise au point, et la porteuse. Il convient donc d'appliquer cette dernière, en provenance du point C de la carte 1, à la sortie de l'adaptataur d'impédances (voir le synoptique, figure 1 du numéro 414). Provisoirement, on se passera du commutateur K_8, et on reliera directement cette sortie C, par un fil, sur la résistance R_{29} du modulateur (voir figure 6 du présent article).

Les opérations à effectuer sont alors les suivantes :

• régler la porteuse (signal de la carte 1) en sinusoïdes, sur une fréquence de 50 à 100 kHz

• régler le signal de modulation (carte 3) en sinusoïdes également, sur une fréquence de 500 à 1 000 Hz

• observer la tension de modulation, prise au point chaud du potentiomètre P_8 (point commun avec R_{16} de la carte 3), sur la voie A de l'oscilloscope. Déclencher la base de temps sur cette voie (dans le cas de l'utilisation d'un oscilloscope monocourbe, utiliser la tension modulatrice pour un déclenchement externe)

• observer la tension modulée (borne 6 du circuit intégré CI_2) sur la voie B de l'oscilloscope

• en retouchant le potentiomètre P_8, plusieurs fois si nécessaire, pour maintenir un taux de modulation de 100 %, régler AJ_4 afin qu'il ne subsiste, sur l'onde modulée, ni écrêtage des sommets comme il en apparaît sur l'oscillogramme B, ni contre-modulation, comme dans l'oscillogramme C. On doit, finalement, obtenir les résultats qu'illustre l'oscillogramme D. Il ne faut plus, alors, retoucher à AJ_4

• vérifier que, par le potentiomètre P_8, on peut faire varier le taux de modulation de 0 à 100 %, et même un peu plus. Si on n'atteignait pas 100 %, il faudrait diminuer légèrement R_{16}

• prélever maintenant le signal modulé (voie B de l'oscilloscope) sur le collecteur du transistor T_2, après le condensateur C_8. Régler P_8 pour une modulation atteignant juste 100 %, donc sans surmodulation. Régler ensuite AJ_6 pour que l'amplitude du signal modulé soit la même que celle de la porteuse prélevée au point C de la carte 1, et observée sur la voie A de l'oscilloscope. Ceci entraîne une désynchronisation de la base de temps, à moins de déclencher cette dernière en externe, par la tension modulatrice.

Les opérations décrites pour le réglage du modulateur sont illustrées par les oscillogrammes B, C et D dont on consultera les légendes.

Réglage du générateur de salves

Il ne s'agit pas en fait d'un réglage, mais d'un simple contrôle destiné à déceler d'éventuelles erreurs de câblage. On mettra maintenant en place tous les circuits intégrés de la carte, et on procèdera aux opération suivantes :

• raccorder la sortie « triangles » de la carte principale (prélevée sur le commutateur K_2, figure 10 et synoptique du numéro 414), sur la résistance R_{36} de la carte 3.

• connecter provisoirement le commutateur K_9, à l'aide de fils courts.

• brancher la voie A de l'oscilloscope sur les triangles de la carte 1.

• choisir pour l'oscillateur principal, une fréquence de quelques kilohertz.

• brancher la voie B de l'oscilloscope à la sortie de CI_3 (carte 3), et vérifier que les créneaux, synchrones des triangles, ont les caractéristiques indiquées par l'oscillogramme E.

• brancher ensuite la voie B au collecteur de T_3, et vérifier les signaux TTL (oscillogramme F)

• vérifier successivement les sorties A, C et D de la décade SN 7490, en y branchant la voie B de l'oscilloscope. Celle-ci servira à déclencher la base de temps. Les signaux qu'on doit observer sont ceux des oscillogrammes G, H et I.

• brancher la sortie de la carte principale sur la résistance R_{46} de la carte 3, et vérifier, dans les trois positions de K_9, les signaux en salves, pris au collecteur de T_4, puis au point de jonction entre R_{46} et R_{45}. On trouvera les oscillogrammes correspondants, en fin de notre article.

E. L'affichage digital des fréquences

Un affichage classique sur un cadran solidaire du potentiomètre de réglage de la fréquence, tel celui que nous avions adopté dans le GF 1, reste évidemment possible. Toutefois, l'affichage digital, s'il ne donne pas la précision d'un véritable fréquencemètre, se montre d'un emploi plus commode. D'autre part, en mode « vobulation », lui seul permet une détermination rapide de la fréquence du marqueur.

Lire une tension pour connaître une fréquence

On sait que, pour chaque gamme, donc pour chaque valeur du condensateur de temporisation, le circuit ICL 8038 délivre une fréquence déterminée par la tension qu'on applique sur sa borne 8. Après étalonnage, il suffit donc, pour lire la fréquence, de disposer d'un voltmètre indiquant cette tension. Comme un voltmètre digital, dans une configuration simple, coûte aujourd'hui moins cher qu'un galvanomètre à aiguille de bonne qualité, nous choisirons donc cette solution.

Une difficulté apparaît toutefois, en raison de la loi qui lie les variations de tension à celles de la fréquence. On sait que, sur chaque gamme, l'oscillateur de la carte 1 du GF 2 délivre une fréquence qui varie du minimum à un maximum multiple de 5 (de 5 Hz à 500 kHz). On utilisera donc tout naturellement un voltmètre affichant de 0 à 500 (il s'agit d'un modèle à trois digits), en se débrouillant pour positionner convenablement le point décimal, et en précisant s'il s'agit de hertz ou de kilohertz.

Or, avec les tensions d'alimentation que nous avons choisies, le circuit ICL 8038 couvre ces plages lorsque sa borne 8 passe approximativement de + 12 volts (fréquences basses) à + 6 volts (fréquences élevées). Il nous faut donc un étage d'adaptation pour assurer cette conversion. Synoptiquement, le « fréquencemètre » du GF 2 prend donc la configuration de la **figure 15.**

A l'entrée, le commutateur K_{12} (nous continuons à numéroter les commandes de façade dans l'ordre du synoptique, alors que les composants propres à chaque carte sont référencés à l'intérieur de celle-ci) prélève la tension d'entrée soit sur la borne 8 du circuit ICL 8038 de l'oscillateur principal, soit sur le potentiel de référence du marqueur (point milieu du potentiomètre P_6). Cette tension attaque l'étage d'adaptation qui, sur sa sortie, délivre un potentiel

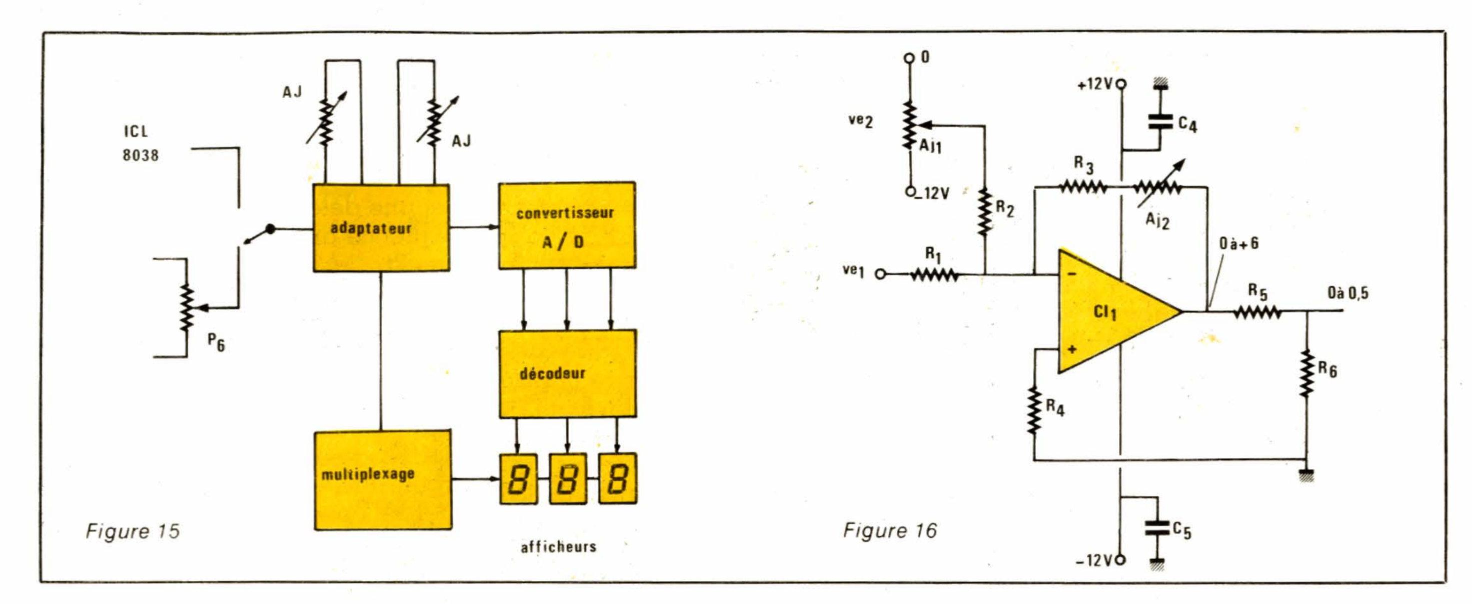


Figure 15

Figure 16

variant de 0 à + 0,5 volt, lorsque l'entrée passe de + 12 volts à + 6 volts. Pour obtenir ce résultat, deux réglages sont nécessaires : un décalage continu, commandé par l'ajustable AJ_1 ; le facteur d'échelle, réglé grâce à AJ_2.

La sortie de l'adaptateur commande le convertisseur analogique/digital du voltmètre, dont les sorties logiques BCD pilotent à leur tour un décodeur BCD-7 segments. Le résultat de chaque mesure apparaît sur trois afficheurs, multiplexés à la fois pour une simplification du câblage, et pour une réduction de la consommation.

Schéma de l'étage adaptateur

On le trouvera à la **figure 16.** Toutes les fonctions demandées sont remplies par l'amplificateur opérationnel de type 741, utilisé en sommateur inverseur.

En effet, avec la disposition adoptée dans la **figure 16,** et si nous baptisons :

- v_{e1} la tension d'entrée, variable de + 12 volts à + 6 volts.
- v_{e2} la tension sur le curseur de l'ajustable AJ_1, réglable de 0 à − 12 volts.
- v_s la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel.
- R la résistance somme de R_3 et de AJ_2, on trouve :

$$v_s = -R\left(\frac{V_{e1}}{R_1} + \frac{V_{e2}}{R_2}\right)$$

Compte tenu de cette relation, et des ordres de grandeurs des différentes tensions et composants, on peut faire varier le potentiel de sortie de 0 à + 6 volts environ. Ces variations sont ramenées de 0 à + 0,5 volt par le diviseur R_5, R_6.

Le fréquencemètre à trois digits

Sa conception s'inspire, dans ses grandes lignes, d'une réalisation déjà décrite dans la revue (RP.EL n° 409 de décembre 1981, sous la signature de J.-M. Higel). Ayant choisi des afficheurs à cathode commune, nous avons dû cependant apporter quelques modifications, dans le choix du circuit décodeur, et dans la polarité des transistors de multiplexage.

Comme dans l'exemple cité, le convertisseur analogique/digital est un circuit CA 3162 (CI_2 dans la **figure 17**). Nous ne reviendrons pas sur sa structure interne, puisqu'elle a déjà été décrite. L'ensemble est alimenté sous une tension de 5 volts, fournie par le régulateur intégré CI_4, à partir du + 12 volts de l'alimentation générale.

L'entrée, qui s'effectue à travers R_7, est découplée par le condensateur C_1. La résistance ajustable AJ_3 fixe le zéro, tandis que AJ_4 détermine le facteur d'échelle ; il s'agit, dans les deux cas, de modèles à 10 tours.

Les sorties BCD du circuit CI_2, commandent les entrées correspondantes du décodeur CI_3. Comme nous l'annoncions plus haut, et compte tenu du choix d'afficheurs à cathode commune, il s'agit d'un CD 4511, et non plus d'un CA 3161. Les sorties **a** à **g** sont appliquées aux segments correspondants des trois afficheurs, ce qui exige un multiplexage.

On obtient ce dernier en alimentant, par trois transistors NPN T_1, T_2 et T_3, les cathodes des trois afficheurs. Des créneaux séquenciels, prélevés sur le convertisseur CI_2, comman-

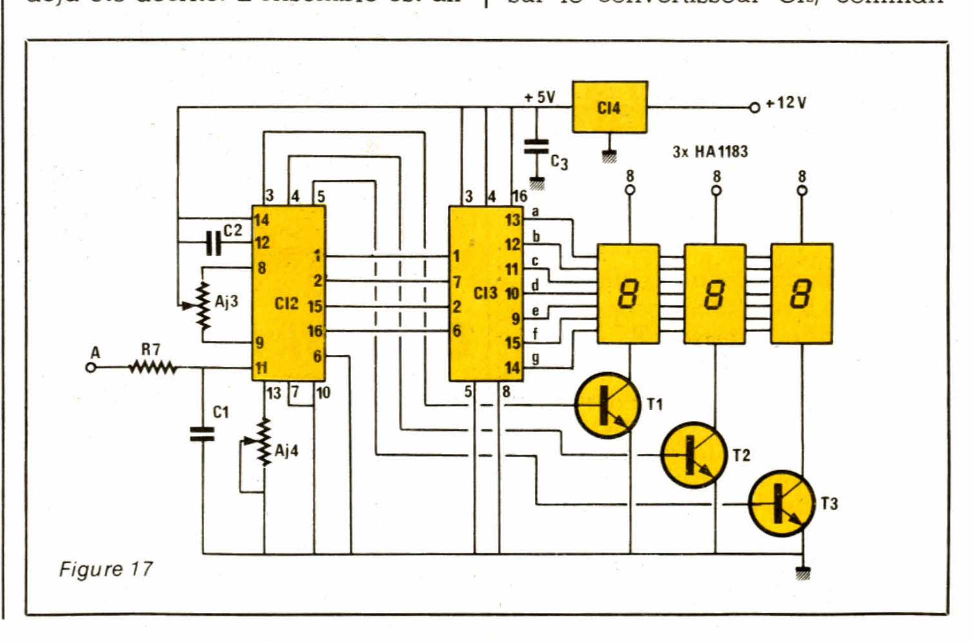


Figure 17

dent tour à tour les bases de ces transistors.

Les cartes du fréquencemètre

On pourra s'étonner du pluriel utilisé dans le titre de ce paragraphe. L'implantation, sur deux cartes, des circuits décrits dans les **figures 16** et **17**, résulte de la disposition mécanique de la contrefaçade du GF 2, qui reçoit tous les potentiomètres, tous les commutateurs rotatifs, et... les afficheurs du fréquencemètre.

En fait, la carte principale de ce dernier est celle dont la **figure 18** donne, à l'échelle 1, le dessin du circuit imprimé. Elle reçoit donc tous les composants, à l'exception des afficheurs eux-mêmes. Pour l'implantation, on se reportera au dessin de la **figure 19**, ainsi qu'à la photographie de la **figure 20**.

Figure 20

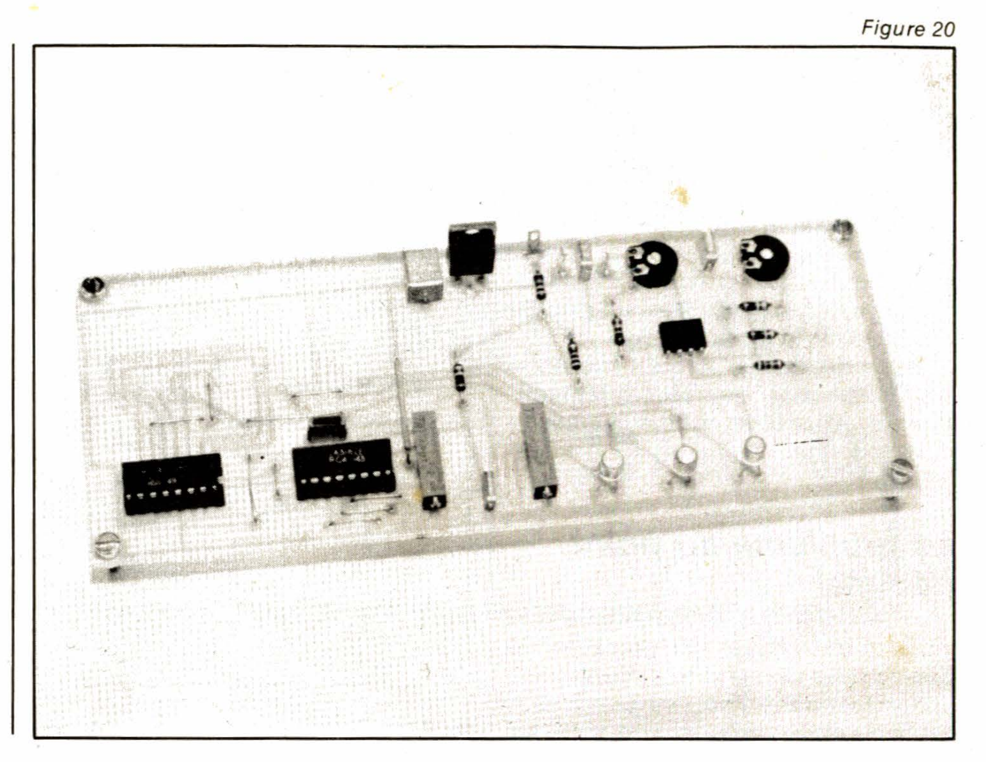


Figure 18

Figure 19

Dans la moitié supérieure gauche de la **figure 19**, apparaissent de nombreux trous apparemment inutilisés, et quelques straps assez mystérieux. Les premiers servent aux liaisons vers les afficheurs. Les deuxièmes réunissent entre eux quelques segments (tous les segments identiques sont reliés, à cause du multiplexage) : on allège ainsi, un peu, le câblage de la contrefaçade.

Nous décrirons, lors du montage final, la carte qui reçoit les afficheurs, et sert en même temps de contrefaçade.

Le problème du point décimal

Le commutateur de gammes de l'oscillateur de la carte 1, donc celui qui sélectionne l'un des condensateurs de temporisation, comporte six positions. Sur la façade, nous ne les avons pas détaillées une à une, mais regroupées en deux plages : les hertz (trois premières positions) et les kilohertz (trois positions suivantes).

Dans tous les cas, les afficheurs du fréquencemètre marquent, en fonction du réglage du potentiomètre P_1, un nombre compris entre zéro (ou du moins une valeur très faible) et 500. Le problème consiste donc à placer le point décimal pour une lecture directe de la fréquence, sur chaque gamme. On aura ainsi :

- première gamme (de 0 à 5 Hz) : point décimal à droite du premier afficheur (8.88). Lecture en hertz ;
- deuxième gamme (de 0 à 50 Hz) : point décimal à droite du deuxième afficheur (88.8). Lecture en hertz ;
- troisième gamme (de 0 à 500 Hz) : pas de point décimal (888). Lecture en hertz ;
- quatrième gamme (de 0 à 5 kHz) : point décimal à droite du premier afficheur (8.88). Lecture en kilohertz ;
- cinquième gamme (de 0 à 50 kHz) : point décimal à droite du deuxième afficheur (88.8). Lecture en kilohertz ;
- sixième gamme (de 0 à 500 kHz) : pas de point décimal (888). Lecture en kilohertz.

Pratiquement, le commutateur K_1 comporte alors deux sections, à six positions chacune, et son branchement est donné par la **figure 21**. A travers la résistance R_8, reliée au + 5 V, le point commun de la section K_{1b} alimente soit le point décimal de l'afficheur n° 1 (PD_1), soit celui de l'afficheur n° 2 (PD_2), soit... rien.

Câblage de la contrefaçade et du fréquencemètre

Les **figures 18** à **20** nous ont indiqué, déjà, le câblage du fréquencemètre proprement dit. La **figure 22** donne le dessin, côté cuivre, de la moitié gauche de la contrefaçade, où prennent place notamment les trois afficheurs. Le dessin de la **figure 23**, et les photographies des **figures 24** et **25**, fournissent toutes les indications nécessaires pour la mise en place des composants.

Comme nous voulions éviter l'emploi d'un support double face, il a

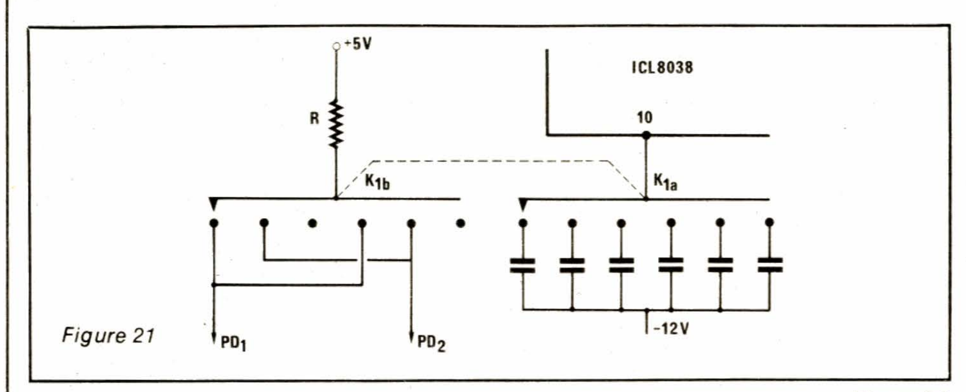


Figure 21

Figure 24

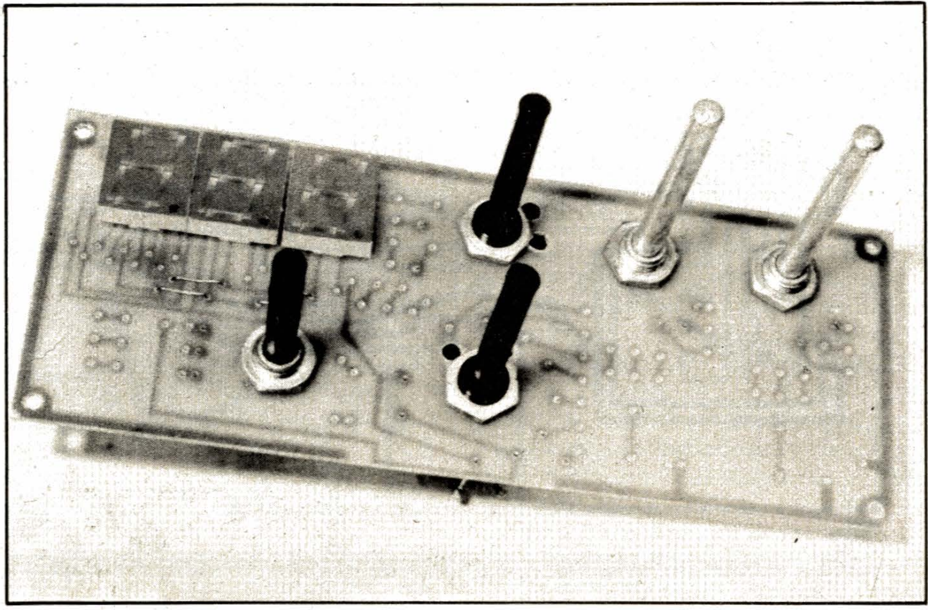
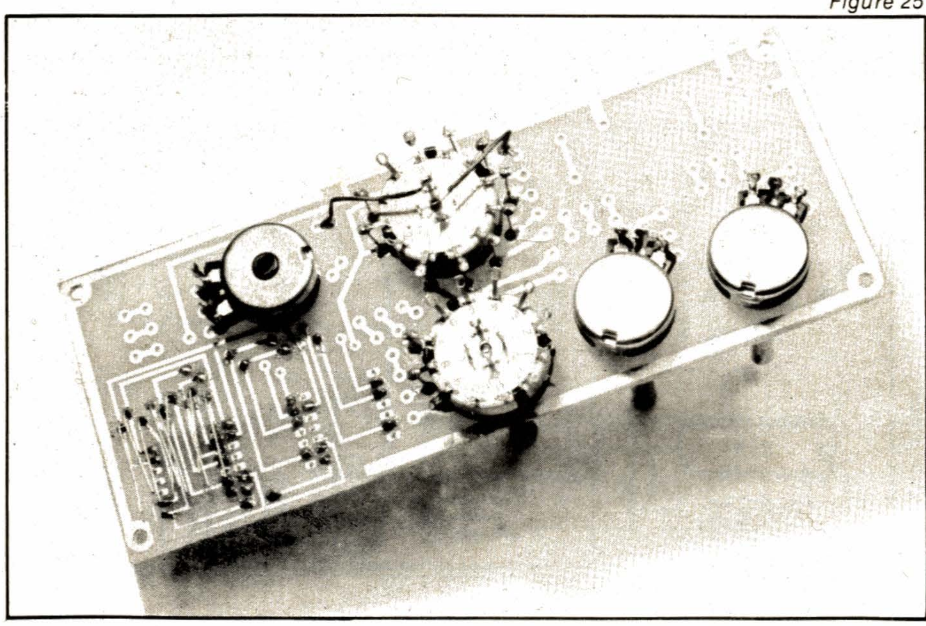


Figure 25



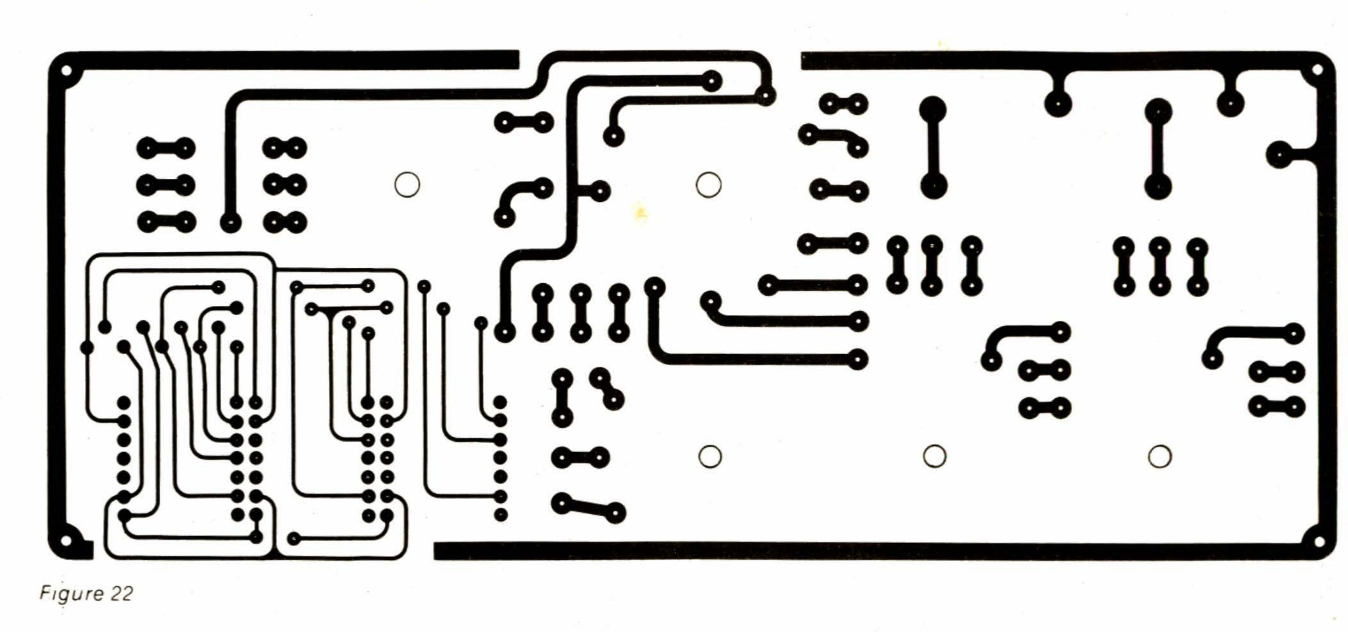


Figure 22

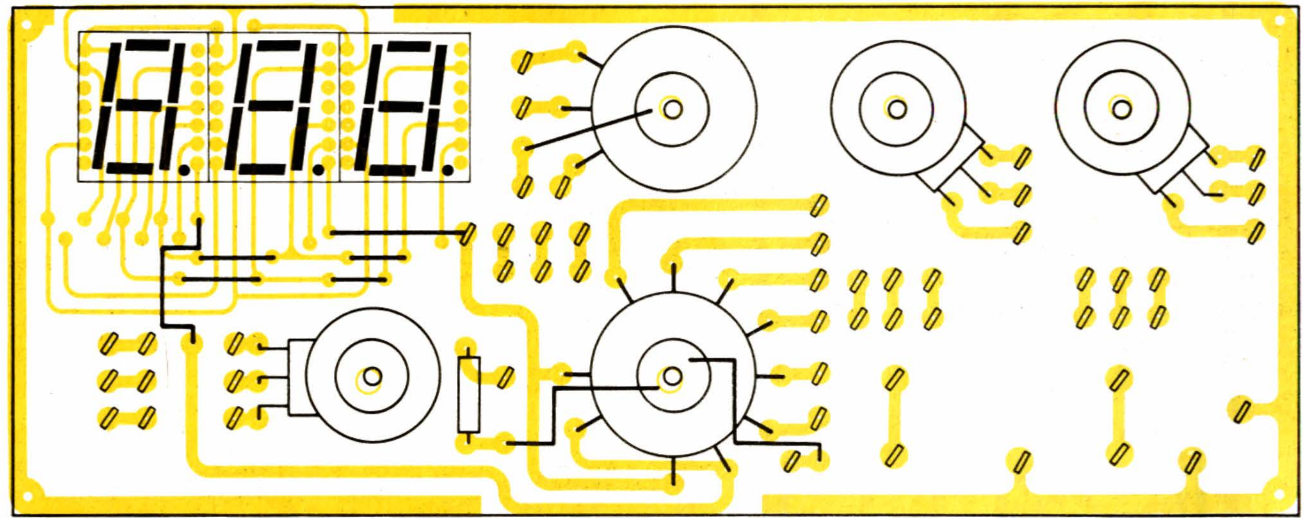


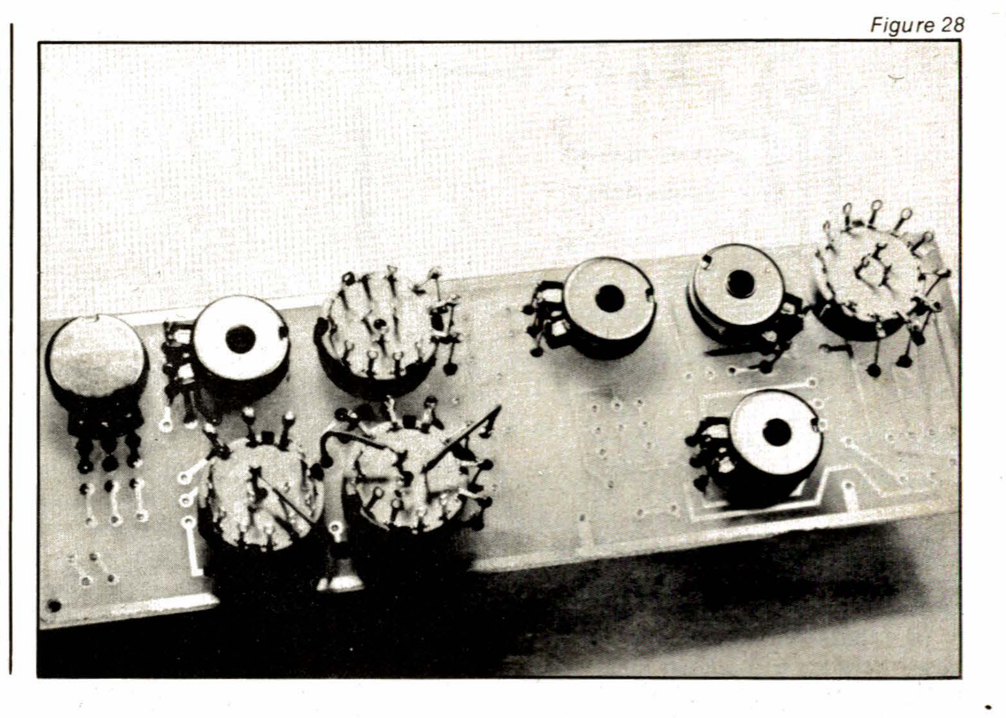
Figure 23

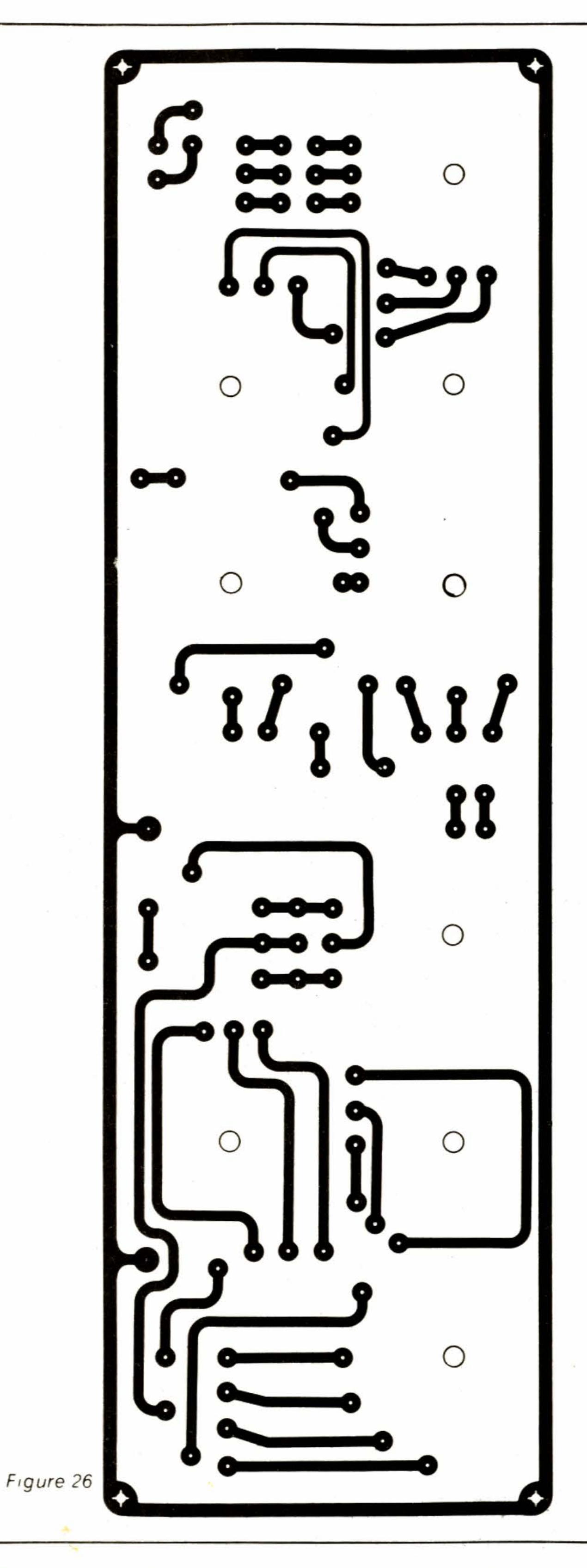
fallu recourir non seulement à l'utilisation de straps disposés de façon habituelle (c'est-à-dire sur le côté isolant du support), mais aussi de quelques fils de liaisons qui, du côté cuivré, réunissent les segments homologues de différents afficheurs. Ces liaisons sont les suivantes :

- un fil entre le segment **d** de l'afficheur central (**d**2) et le segment **d** de l'afficheur de droite (**d**3) ;
- un fil entre le segment **g** de l'afficheur de gauche (**g**1) et celui de l'afficheur central (**g**2), puis un fil entre celui-ci et le segment **g** de l'afficheur de droite (**g**3).

Enfin, pour la demi-façade de droite, on trouvera le dessin du circuit en **figure 26**, l'implantation des « composants » (potentiomètres et commutateurs) en **figure 27**, et des indications plus imagées dans les photographies des **figures 28** et **29**.

Figure 28




Figure 26

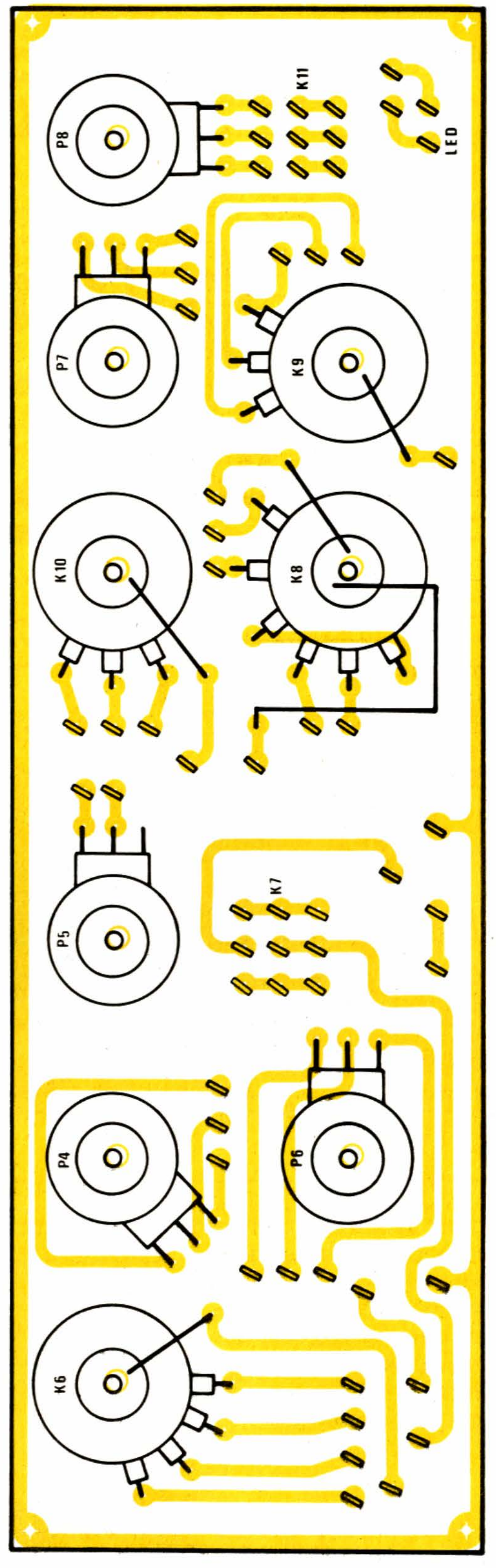


Figure 27

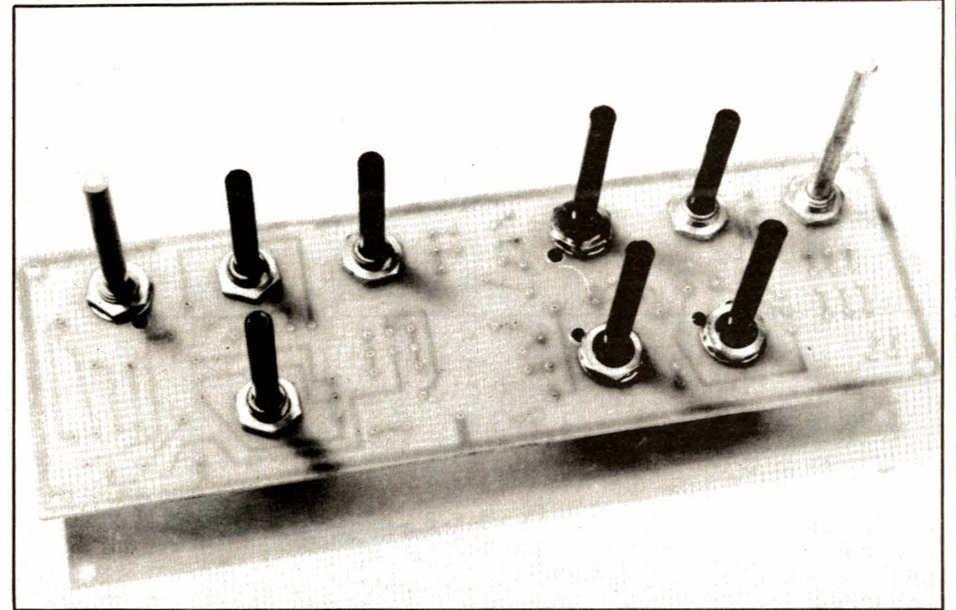
Réglage de la carte « fréquencemètre »

Le premier réglage s'effectuera sur table, en enlevant les circuits intégrés CA 3162 et CD 4511. On alimente la carte en + 12 volts et − 12 volts, et on applique, sur l'entrée (résistance R_1), une tension réglable entre + 6 volts et + 12 volts, fournie par une alimentation stabilisée. Après avoir placé à mi-course les ajustables AJ_1 et AJ_2, on opérera dans l'ordre suivant :

- entrer une tension de + 12 volts, et régler AJ_1 pour obtenir, sur la sortie de l'amplificateur opérationnel, une tension nulle ;
- entrer une tension de + 6 volts, et régler AJ_2 pour obtenir, toujours sur la sortie de l'amplificateur opérationnel une tension de + 5 volts ;
- recommencer deux ou trois fois ces réglages, qui sont légèrement interdépendants.

Lorsqu'on aura câblé la façade du générateur (mise en place des deux

Figure 29



à positionner le transformateur de façon à ce qu'il ne vienne toucher aucun composant de la carte 3.

Le fond du coffret

Cette tôle reçoit les trois cartes principales du générateur, comme le montre la photographie de la **figure 31**. On disposera ces cartes aussi loin que possible vers l'arrière de l'appareil, afin qu'elles ne viennent pas toucher les composants de la façade.

A ce stade, ne pas oublier, comme nous l'indiquions précédemment, de percer deux trous à l'aplomb des ajustables du fréquencemètre.

contrefaçades et de la carte fréquencemètre), percer, dans le fond du coffret, deux trous qui permettront d'accéder aux vis de réglage des résistances ajustables AJ_3 et AJ_4. Le reste de la mise au point s'effectuera après le câblage final.

F. Câblage final du GF2

Il s'agit de l'étape ultime, mais aussi, malheureusement, de la partie la plus ingrate du travail. Nous ne saurions la détailler fil par fil, ce qui demanderait des pages. Il appartient à chacun de procéder rationnellement, c'est-à-dire en conjuguant l'action du fer à souder et du crayon : ce dernier pour cocher, point par point, à la fois sur les schémas théoriques et sur les divers plans de câblage, les étapes successives. On utilisera de préférence du fil en nappes, dont les nombreuses couleurs facilitent les répérages.

La plaque arrière du coffret

Elle reçoit le transformateur, et la carte d'alimentation. Celle-ci, par rapport aux dimensions indiquées dans le numéro 414 (description du GF 1) devra être légèrement retaillée, pour passer entre les rebords de la tôlerie. La photographie de la **figure 30** montre la disposition des composants. On veillera, en effectuant des mises en place provisoires,

Figure 30

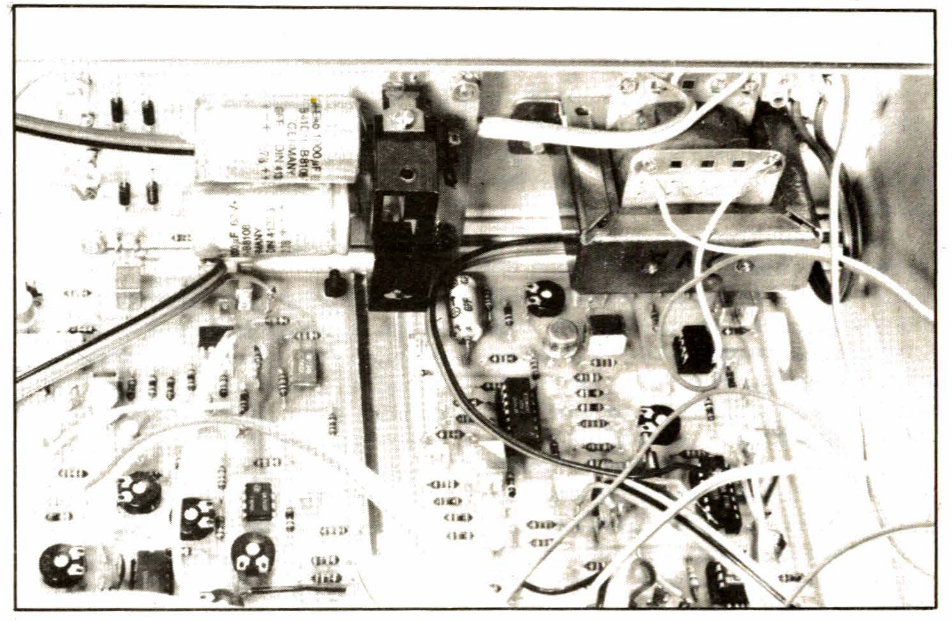
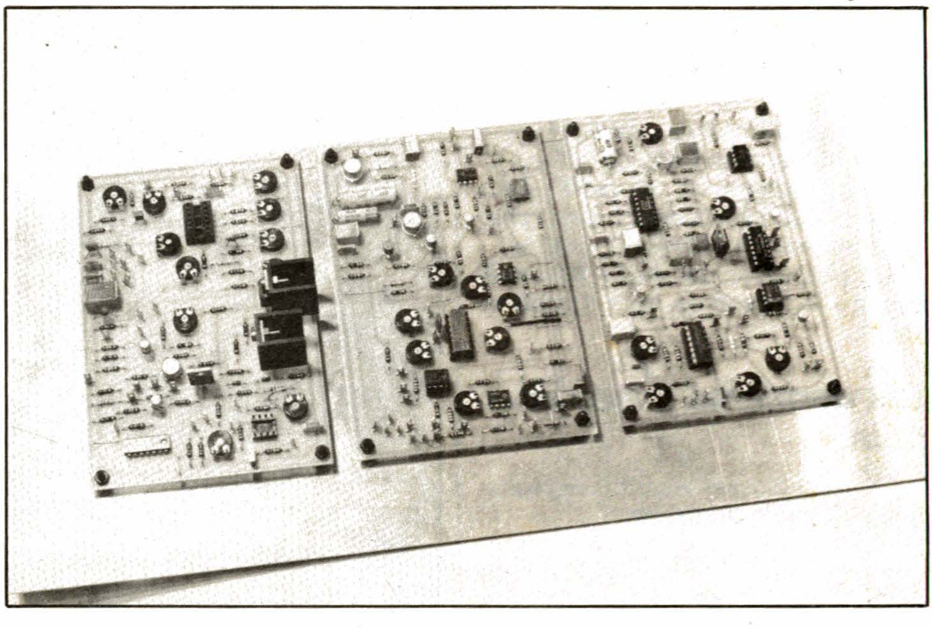
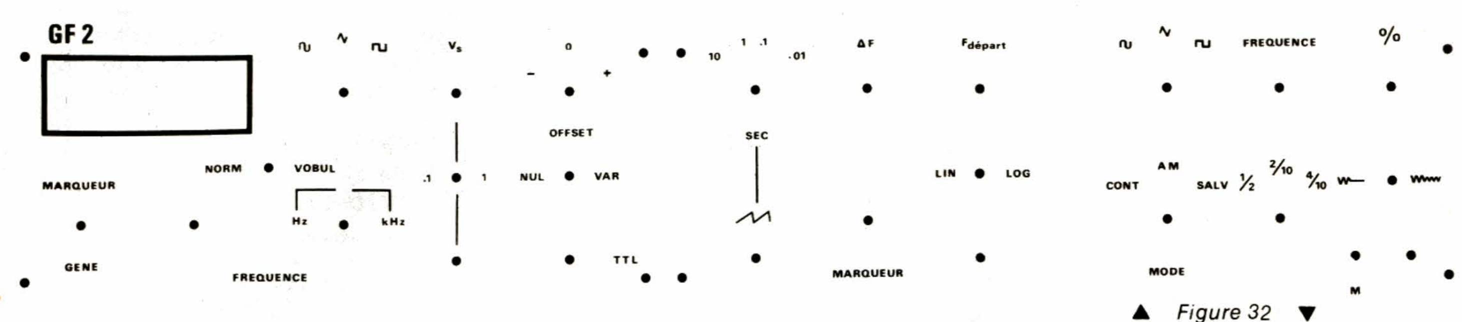
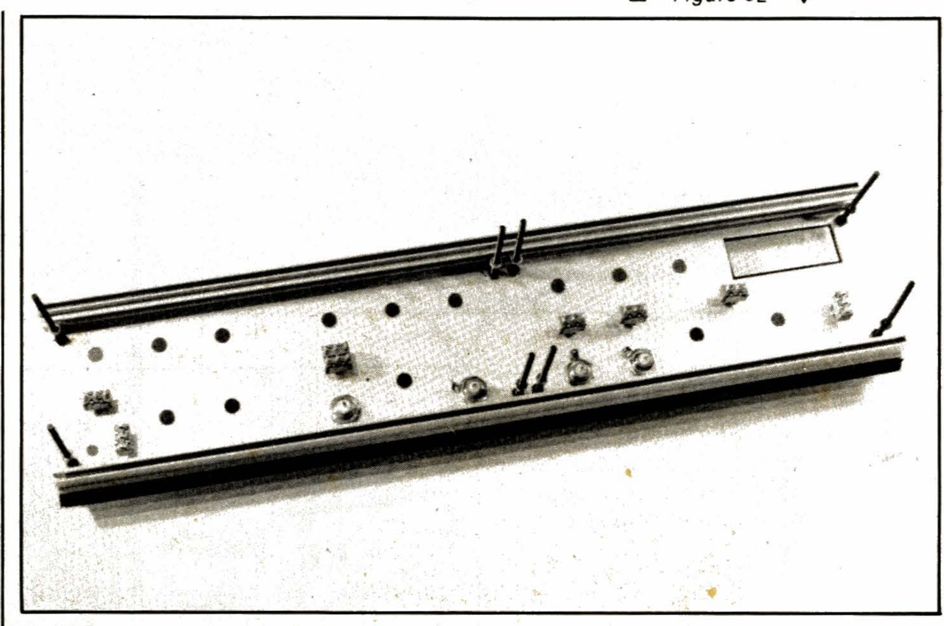


Figure 31





▲ *Figure 32* ▼



La façade

Après perçage selon les indications de la **figure 32**, que, pour des raisons évidentes d'encombrement dans le journal, nous avons dû publier **à l'échelle 1/2**, on mettra en place les composants mécaniques qui ne viennent pas sur les contrefaçades, c'est-à-dire:

- les prises BNC,
- tous les commutateurs miniatures à deux positions.

La photographie de la **figure 32** illustre cette étape. Pour ne pas encombrer une façade déjà très chargée, nous avons préféré reporter sur la face arrière la sortie de synchronisation, dont l'usage n'est pas fréquent.

On placera ensuite tous les fils destinés à assurer la liaison entre les composants de façade et ceux des contrefaçades, en prévoyant une longueur suffisante pour la mise en place mécanique de ces dernières, sur les huit grandes vis de fixation.

Les contrefaçades, une fois installées, recevront tous les fils de liaison vers les autres cartes du générateur, puis on mettra en place la carte «fréquencemètre». Par dix fils rigides nus, celle-ci sera reliée à la carte qui porte les afficheurs. Les photographies des **figures 33** à **35** illustrent ce travail.

Le câblage final

Il consiste à trier la forêt de fils, et à la distribuer vers les différentes cartes. Ici intervient, comme nous l'avons dit, la nécessité de cocher soigneusement chaque opération.

La photographie de la **figure 36** montre le travail en voie d'achèvement.

Les dernières mises au point

On peut classer les ultimes réglages en deux catégories:

- ceux qui ont déjà été faits séparément sur table, pour chacune des cartes, et qu'il ne reste donc plus qu'à fignoler. On reprendra donc toutes les opérations précédemment décrites, en veillant à ne pas tout dérégler à tort et à travers;
- ceux qui concernent le fréquencemètre, et que nous explicitons ci-dessous.

Le générateur fonctionnant sur une gamme moyenne (par exemple de 0 à 5 kHz), on se place sur la fréquence la plus basse de la gamme (environ 5 Hz dans l'exemple cité). Cette fréquence étant mesurée par un procédé quelconque (oscilloscope, fréquencemètre interne), on réglera AJ_4 pour qu'elle s'affiche sur le GF2. Toujours dans l'exemple cité, et puisqu'on ne dispose que de trois digits, la lecture sera comprise entre 0,00 et 0,01 (0 Hz ou 10 Hz). Il faut donc régler AJ_4 à la charnière de ces deux valeurs, ce qui revient à un pseudo réglage du zéro.

Ensuite, on passe sur la fréquence

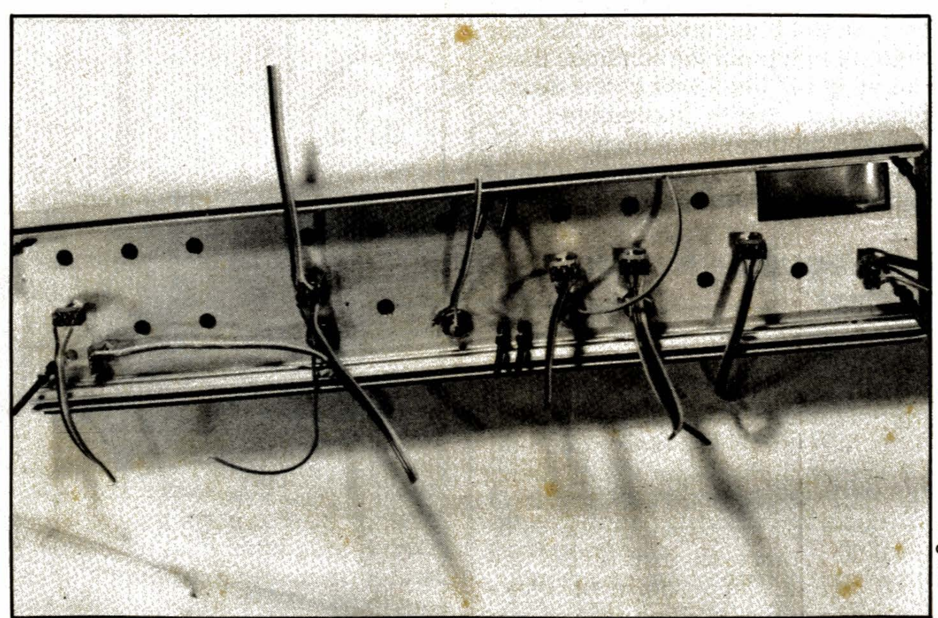


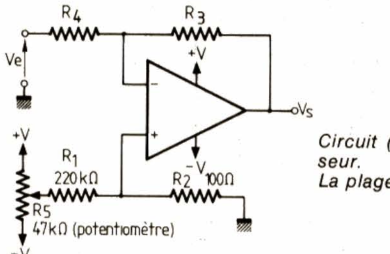
Figure 33

IDEE SCHEMA N° 37 — RPEL

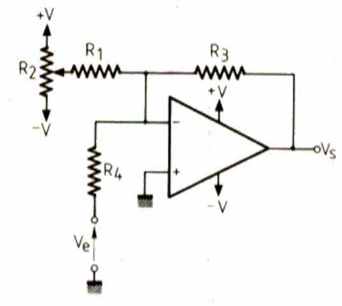
Différents types de compensation d'offset

Ces circuits sont valables quel que soit l'ampli opérationnel utilisé. Néanmoins, leur intérêt se trouve accru pour les amplificateurs opérationnels non munis de broches de compensation (balance).

Les techniques de compensation diffèrent suivant le type de montage, pour ne pas influer sur les autres caractéristiques du circuit.



Circuit (a) : amplificateur inverseur.
La plage de compensation est : $\pm V \frac{R_2}{R_1}$



*Circuit (b) : amplificateur inverseur avec une impédance de source inférieure à 10 k Ω *. Plage de compensation :*

$$\pm V \frac{R_3 R_4}{(R_3 + R_4) R_1}$$

si :

1) $R_1 = 2000 \left(\frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}\right)$

2) $\frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \leq 10\ k\ \Omega$ *

IDEE SCHEMA N° 39 — RPEL

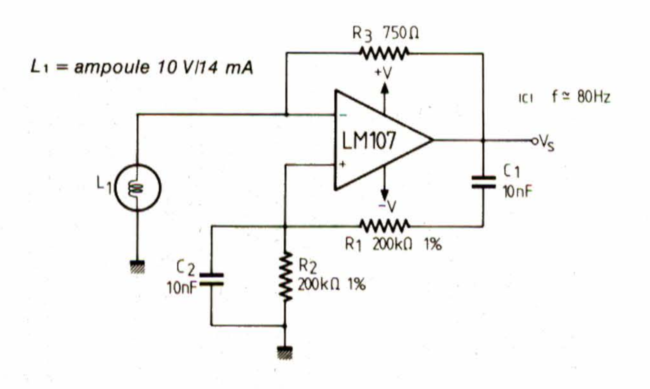
Oscillateur à pont de Wien simple

Parmi les oscillateurs harmoniques, le pont de Wien est un de ceux qui donnent la forme d'onde la plus pure, c'est-à-dire exempte de distorsion.

Son inconvénient réside dans la difficulté de stabiliser l'amplitude du signal en sortie, c'est-à-dire de maintenir l'oscillateur à la limite de la divergeance. On utilise en général un élément non linéaire dont la résistance augmente lorsque la tension augmente.

Pour $R_1 = R_2$ et $C_1 = C_2$, la fréquence de fonctionnement vaut :

$$f = \frac{1}{2 \pi R_1 C_1}$$



IDEE SCHEMA N° 41 — RPEL

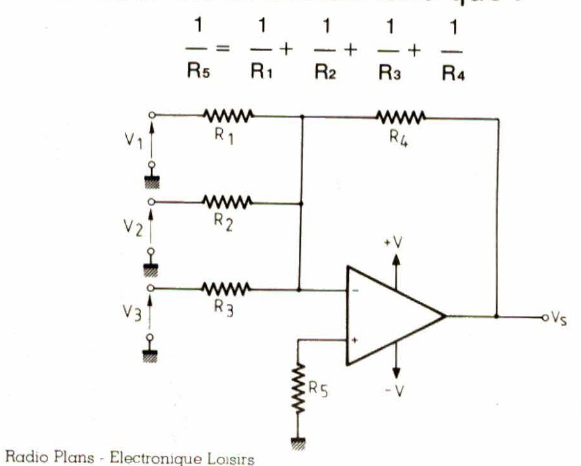
Amplificateur sommateur

Ce montage justifie pleinement la dénomination d'amplificateur opérationnel donnée à l'élément actif. A l'origine l'AOP fut conçu pour le calcul analogique. Ce circuit réalise la somme algébrique des différentes tensions présentes en entrée (ici au nombre de trois, ce qui n'est nullement impératif).

$$V_s = -R_4 \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}\right)$$

On peut obtenir des gains en tension différents pour les différentes tensions d'entrée (fonction de R_1, R_2, R_3...). La présence de R_5 se justifie pour minimiser la tension de décalage due aux courants de polarisation de la paire différentielle d'entrée. On la choisit telle que :

$$\frac{1}{R_5} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}$$





Fiches « idées »

détachables pour votre labo

IDEE SCHEMA N° 42 — RPEL

Amplificateur différentiel

Pour réaliser la différence de deux tensions, on utilise le montage suivant, qui, pour obtenir une différence exacte, nécessite l'appariement des résistances avec les conditions :

$R_1 = R_3$ et $R_2 = R_4$;

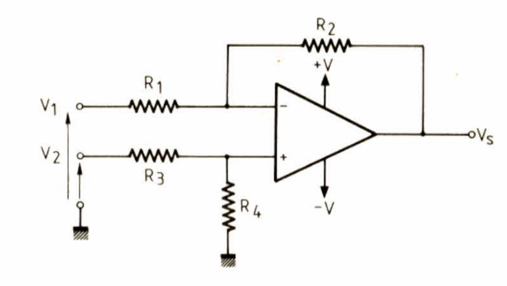
dans ce cas

$$V_S = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1)$$

Toujours pour minimiser l'offset dû aux courants de polarisation, on choisit les résistances de façon à ce que :

$$\frac{R_1 \bullet R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_3 \bullet R_4}{R_3 + R_4}$$

Condition réalisée avec la première relation.



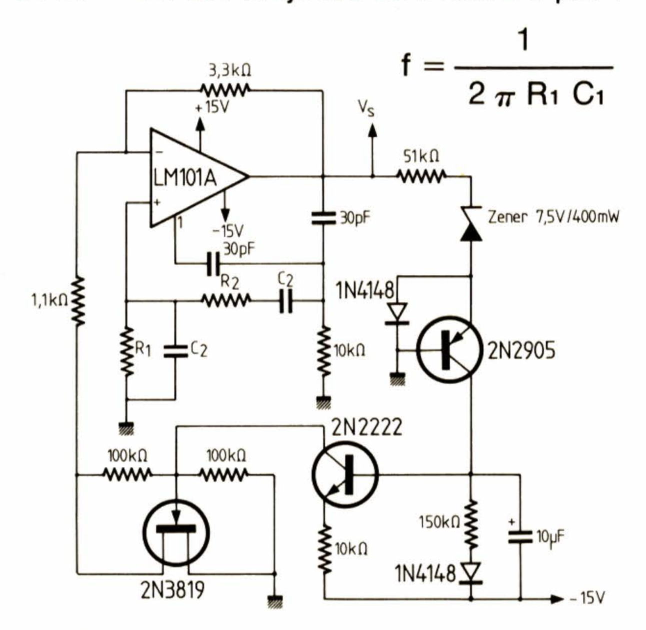
IDEE SCHEMA N° 40 — RPEL

Oscillateur à pont de Wien à stabilisation par FET

L'élément régulateur utilisé, ici, est un transistor à effet de champ dont la résistance R_{DS} varie suivant l'amplitude de la tension de grille qui lui est appliquée. L'emploi de la source de courant (2 N 2905) conjointement à un ampli-op de précision à faible dérive, garantit les performances de l'oscillateur dans une large plage de température.

La fréquence d'oscillation pour $R_1 = R_2$ et $C_1 = C_2$ est toujours déterminée par :

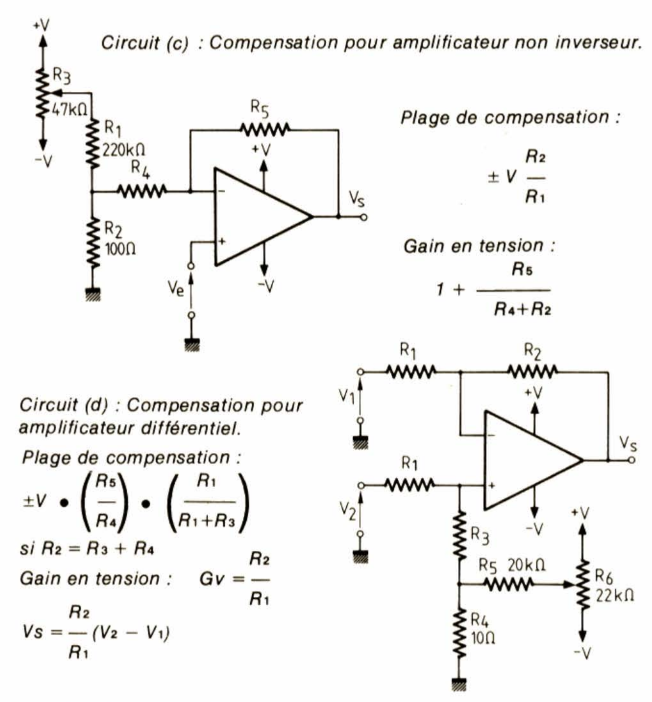
$$f = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$



IDEE SCHEMA N° 38 — RPEL

Différents types de compensation d'offset

Précisons que pour la grosse majorité des amplificateurs opérationnels disponibles actuellement, la tension de décalage ramenée à l'entrée n'excède jamais ± 10 mV. Dans certains cas, il faut tenir compte de la dérive de cette tension en fonction de la température, surtout lorsque la plage de température de fonctionnement est grande.





Fiches « Composant »

détachables pour votre labo

FICHE COMPOSANT — RPEL

REGULATEURS FIXES POSITIFS — SERIE 78 XX

La série de régulateurs positifs fixes à trois broches 78 XX est devenue un produit standard de l'industrie des composants électroniques. A ce titre, on la trouve en de multiples versions chez la majorité des constructeurs. Cinq versions de boîtiers et trois versions de tensions chez National semiconductor et trois versions de boîtiers et huit versions de tensions chez Thomson sous la désignation 28 XX, etc. Afin de ne pas se perdre dans ce dédale de possibilités, nous ne donnerons que les caractéristiques relatives au boîtier TO 220, le plus couramment utilisé, et ce pour les tensions standard 5, 12 et 15 V.
Les caractéristiques générales variant très peu d'un boîtier à l'autre ou d'une tension à l'autre, hormis le courant maximum disponible, l'extrapolation reste facile pour les autres cas.
Cette série se caractérise par la possibilité d'ajuster la tension de sortie bien que prévue initialement pour une utilisation en tension fixe. Les régulateurs de cette famille sont tous protégés contre les surcharges thermiques, et possèdent un circuit de limitation de courant interne ainsi qu'une protection du ballast (SOA).

Valeurs limites absolues

Paramètre (Modèles 5, 12, 15 V)	Valeur
Tension d'entrée maximum V_{Imax}	35 V
Température maximum de jonction T_{jmax}	125 °C
Courant de sortie maximum (avant limitation)	1 A

Caractéristiques générales

Paramètre et conditions de mesure	Symbole	Valeur maximum		
		5V	12V	15V
• Coeff. de régulation amont ($I_o \leq$ 1A et $T_j =$ 25 °C)	K_{VI}	1 %	1 %	1 %
• Coeff. de régulation aval ($5 \leq I_o \leq$ 1A, $0 \leq T_j \leq$ 125 °C)	K_{VO}	1 %	1 %	1 %
• Courant de repos	I_Q	8,5mA	8,5mA	8,5mA
• Taux de réjection de l'ondulation d'entrée (valeur typique pour $I_o \leq$ 1A et $T_j \leq$ 125 °C)	R_{vf}	80dB	72dB	70dB
• Résistance de sortie	R_o	8mΩ	18mΩ	19mΩ
• Tension différentielle minimum (pour assurer la régulation)	$(V_I - V_{o\,min})$	2,3V	2,6V	2,7V
• Tension de bruit de sortie (10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz)	V_{NO}	40µV	75µV	90µV

FICHE COMPOSANT — RPEL

REGULATEURS FIXES NEGATIFS — SERIE 79 XX

Les remarques générales faites à propos de la série 78 XX s'appliquent à la série 79 XX. Il s'agit de régulateurs négatifs trois broches dont les capacités en courant de sortie par rapport au modèle correspondant en 78 XX sont tout de même légèrement supérieures. Par exemple, la version boîtier TO 220 en 79 XX peut débiter jusqu'à 1,5 A en continu au lieu de 1A pour le 78 XX. Par ailleurs, le brochage pour un même boîtier est différent, cause de beaucoup de dégâts...
A l'instar de ce qui a été fait pour les 78 XX, les caractéristiques présentées ci-dessous ne concernent que la version TO 220 pour les tensions − 5, − 12 V et − 15 V.

Valeurs limites absolues

Paramètre (modèles 5, 12, 15 V)	Valeur
Tension d'entrée maximum V_{Imax} (Version − 5 V)	− 35 V
Tension d'entrée maximum V_{Imax} (Version − 12 et − 15V)	− 40 V
Température de jonction	0°, +125 °C

Caractéristiques générales

Paramètre et conditions de mesure	Symbole	Valeur maximum		
		-5V	-12V	-15V
• Coeff. de régulation amont (T_J = 25 °C)	K_{VI}	1%	0,7%	0,7%
• Coeff. de régulation aval (T_J = 25 °C, $I_o \leq$ 1,5A)	K_{VO}	2%	1,6%	1,3%
• Courant de repos	I_Q	2mA	3mA	3mA
• Taux de réjection de l'ondulation d'entrée (valeur typique)	R_{vf}	66dB	70dB	70dB
• Tension différentielle minimum	$(V_I - V_O)_{min}$	1,1V	1,1V	1,1V
• Tension de bruit en sortie	V_{NO}	125 µV	300 µV	375 µV

FICHE COMPOSANT — RPEL

REGULATEUR DE TENSION FIXE 5 V — LM 109

Le LM 109 national semiconductor qui existe aussi sous les références SFC 2109 chez Thomson et µ A 109 chez Fairchild, est un régulateur de tension fixe 5 V (à trois broches) disponible en boîtier TO3 et en boîtier TO 5 ou TO 39. Les dénominations 209 et 309 se différencient par la gamme de température de fonctionnement plus restreinte. Ces régulateurs sont particulièrement bien adaptés à la régulation locale sur des cartes de logique par exemple. Ils sont protégés contre les surcharges thermiques et disposent d'une limitation de courant interne.

Valeurs limites absolues

Paramètre	Valeur
Tension d'entrée maximum V_I	35 V
Température ambiante de fonctionnement	
TO 3 version 309 (la moins performante)	0 à + 125 °C
TO 5 version 309 (la moins performante)	0 à + 125 °C

Caractéristiques générales

Paramètre et conditions de mesure	Symbole	Valeur	
		Typique	Maximum
• Domaine de tension de sortie pour $7 < V_I < 25$ V et $I_O \leq 200$ mA et P = 2W (TO5) $I_O \leq 1$ A (TO3) et P = 20W (TO3)	V_O	5,05 V	5,3 V
• Coeff. de régulation amont T_J = 25 °C et 7V ≤ V_I ≤ 25 V	K_{VI}	0,08 %	1 %
• Coeff. de régulation aval T_J = 25 °C I_O < 0,5 A (TO5)	K_{VO}	0,4 %	1 %
I_O < 1,5 A (TO3)		1 %	2 %
• Tension de bruit en sortie	V_{NO}	40µVeff	
• Courant de repos		5,2 mA	10 mA
• Stabilité dans le temps	K_{VH}	10 mV	20 mV



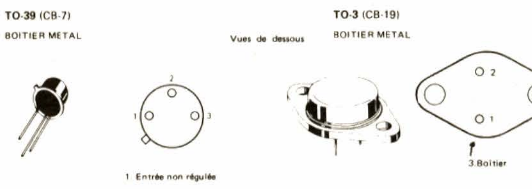
Fiches « Composant »

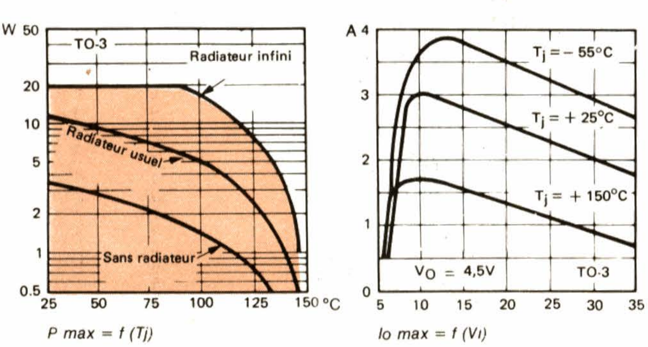
détachables pour votre labo

FICHE COMPOSANT — RPEL

REGULATEUR DE TENSION FIXE 5 V — LM 109

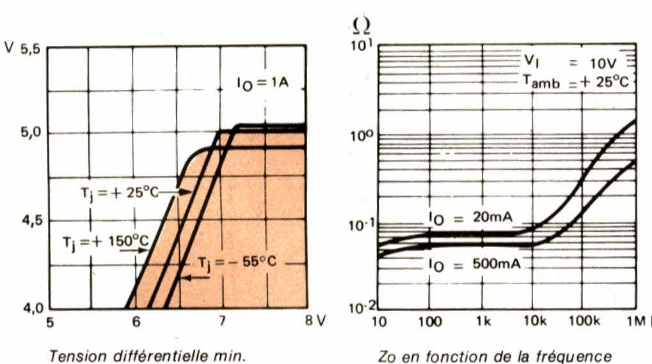
BROCHAGES





P max = f (Tj)

Io max = f (Vi)

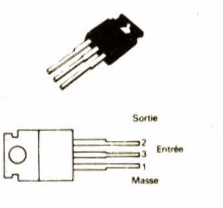


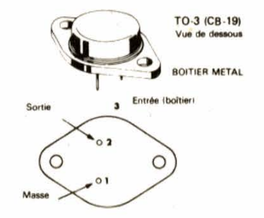
Tension différentielle min.

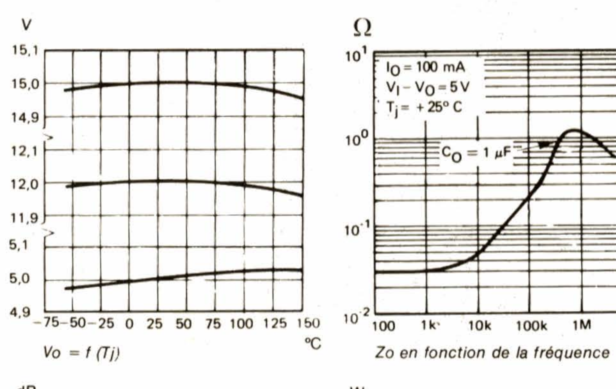
Zo en fonction de la fréquence

FICHE COMPOSANT — RPEL

REGULATEURS FIXES NEGATIFS — SERIE 79 XX

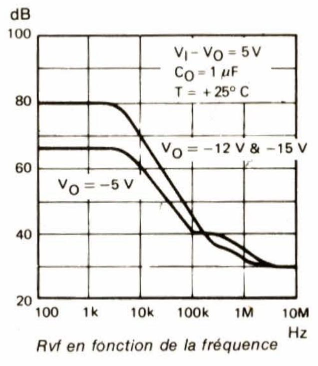




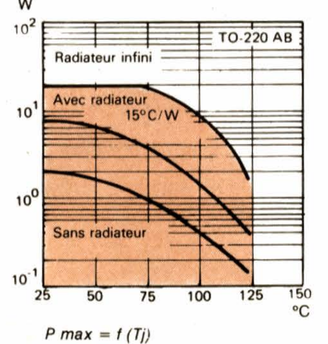


Vo = f (Tj)

Zo en fonction de la fréquence



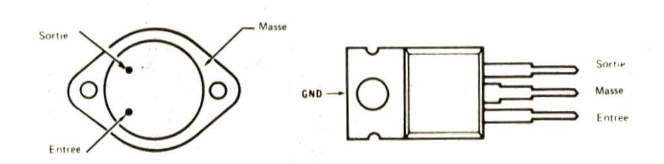
Rvf en fonction de la fréquence

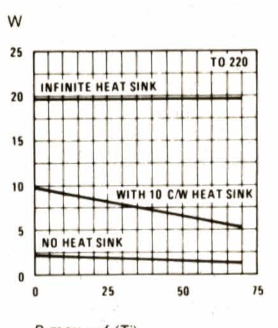


P max = f (Tj)

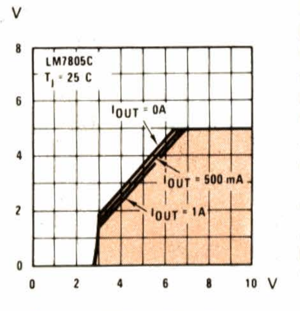
FICHE COMPOSANT — RPEL

REGULATEURS FIXES POSITIFS — SERIE 78 XX

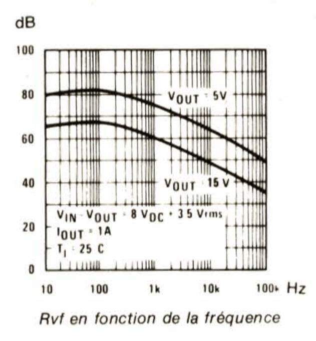




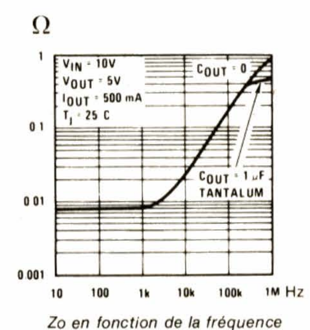
P max = f (Tj)



Tension différentielle min.

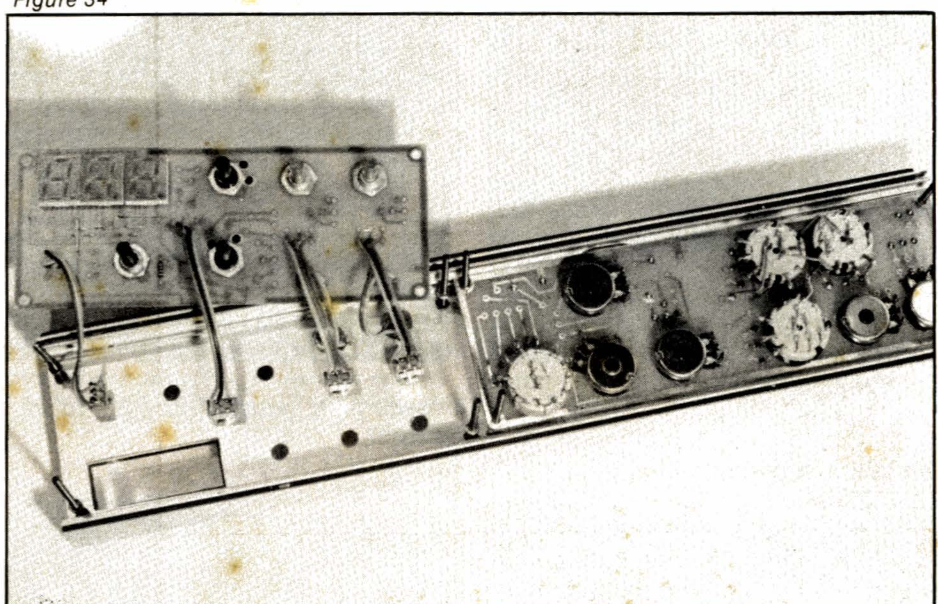


Rvf en fonction de la fréquence



Zo en fonction de la fréquence

Figure 34



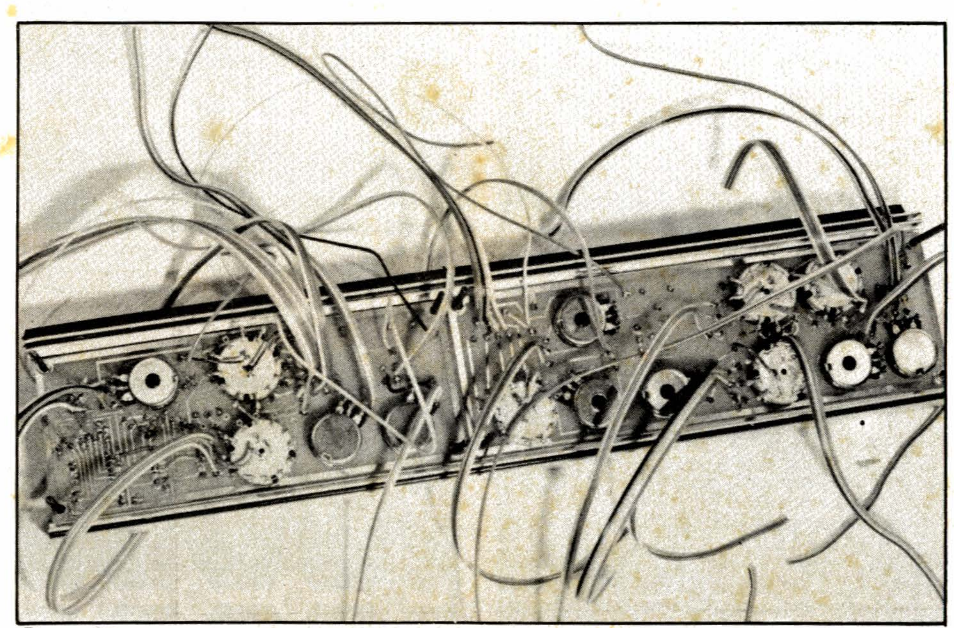


Figure 35

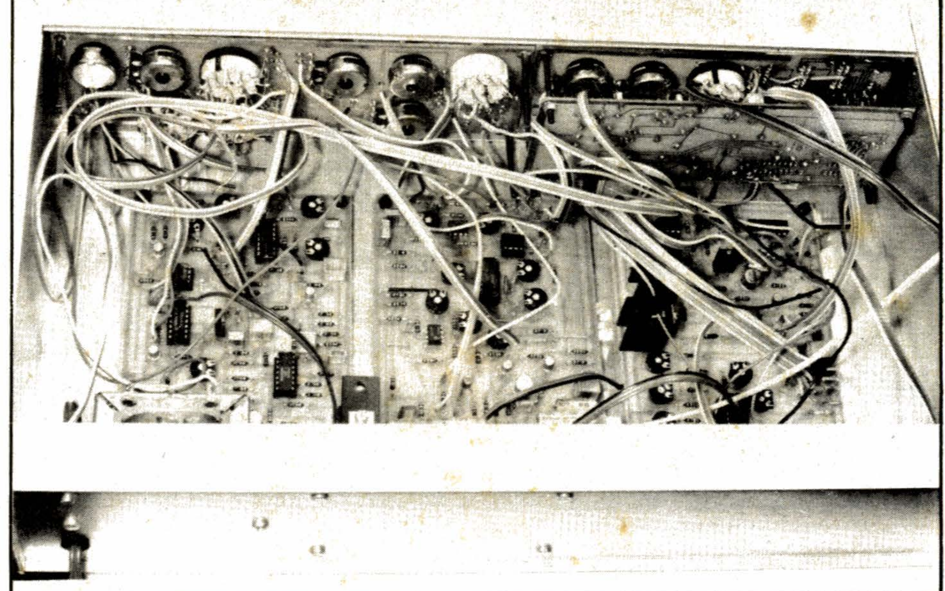


Figure 36

la plus élevée de la gamme, soit 5 kHz théoriquement (la mesurer), et on règle l'ajustable AJ_3 pour obtenir l'affichage correspondant.

Et pour conclure?

Sous ce titre, se dissimule, d'abord, la satisfaction (presque le soulagement!) de l'auteur: voici, pour lui, le terme d'une longue entreprise, qui a connu ses heures d'exaltation, mais aussi ses périodes de découragement.

Exhortons le lecteur à la même patience, et souhaitons lui, bien évidemment, de s'en trouver récompensé. Les oscillogrammes déjà publiés, et ceux que nous ajoutons pour terminer, lui prouveront que le GF 2 peut rendre maints services.

R. RATEAU

Nomenclature des composants

Résistances

1/4 watt à ± 5 %

R_1 : 3,9 kΩ
R_2 : 3,9 kΩ
R_3 : 33 kΩ
R_4 : 470Ω
R_5 : 68 kΩ
R_6 : 10 kΩ
R_7 : 22 kΩ
R_8 : 2,2 kΩ
R_9 : 39 kΩ
R_{10} : 10 kΩ
R_{11} : 68 kΩ
R_{12} : 47 kΩ
R_{13} : 1 kΩ
R_{14} : 100Ω
R_{15} : 6,8 kΩ
R_{16} : 3,3 kΩ
R_{17} : 1 kΩ
R_{18} : 1 kΩ
R_{19} : 1 kΩ
R_{20} : 1 kΩ
R_{21} : 2,2 kΩ
R_{22} : 2,2 kΩ
R_{23} : 2,2 kΩ
R_{24} : 10 kΩ
R_{25} : 10 kΩ
R_{26} : 5,6 kΩ
R_{27} : 5,6 kΩ
R_{28} : 390Ω
R_{29} : 3,9 kΩ
R_{30} : 470Ω
R_{31} : 680Ω
R_{32} : 27Ω
R_{33} : 470Ω
R_{34} : 4,7 kΩ
R_{35} : 10 kΩ

R_{36} : 2,2 kΩ
R_{37} : 2,2 kΩ
R_{38} : 6,8 kΩ
R_{39} : 10 kΩ
R_{40} : 2,2 kΩ
R_{41} : 22 kΩ
R_{42} : 22 kΩ
R_{43} : 47 kΩ
R_{44} : 1 kΩ
R_{45} : 680Ω
R_{46} : 6,8 kΩ
R_{47} : 68 kΩ
R_{48} : 220 kΩ

Résistances ajustables Piher horizontales
AJ_1 : 2,2 kΩ
AJ_2 : 4,7 kΩ
AJ_2 : 4,7 kΩ
AJ_4 : 47 kΩ
AJ_5 : 47 kΩ
AJ_6 : 470Ω

Potentiomètres (linéaires)
P_7 : 10 kΩ
P_8 : 2,2 kΩ

Condensateurs
C_1 : 10 nF (100 V)
C_2 : 1µF (100 V)
C_3 : 100 nF (100 V)
C_4 : 1µF (100 V)
C_5 : 1µF (100 V)
C_6 : 10 nF (100 V)
C_7 : 22µF (25 V)
C_8 : 1µF (100 V)
C_9 : 4,7 nF (100 V)
C_{10} : 330 nF (100 V)
C_{11} : 1 µF (100 V)
C_{12} : 1 µF (100 V)

Diodes
D_1 : 1 N 4148
D_2 : Zéner 9,1 V (400 mW)

Transistors
T_1 : 2 N 2369
T_2 : 2 N 2905
T_3 : 2 N 2369
T_4 : 2 N 2369

Circuits intégrés
IC_1 : ICL 8038
IC_2 :µ A 796
IC_3 : TDB 357
IC_4 : SN 7490
IC_5 : TDB 357
IC_6 : 7805

Commutateurs
K_9 et K_{10} : 1 circuit 3 positions
K_{11} : inverseur 1 circuit, 2 positions stables.

Nomenclature de la carte fréquencemètre

Résistances
1/4 watt à ± 5 %
R_1 : 10 kΩ
R_2 : 10 kΩ
R_3 : 6,8 kΩ
R_4 : 4,7 kΩ
R_5 : 3,3 kΩ
R_6 : 330Ω
R_7 : 10 kΩ
R_8 : 470Ω (sur contre-façade)

Résistances ajustables Piher horizontales
AJ_1 : 2,2 kΩ
AJ_2 : 10 kΩ

Résistances ajustables 10 tours Trimpot
AJ_3 : 50 kΩ
AJ_4 : 10 kΩ

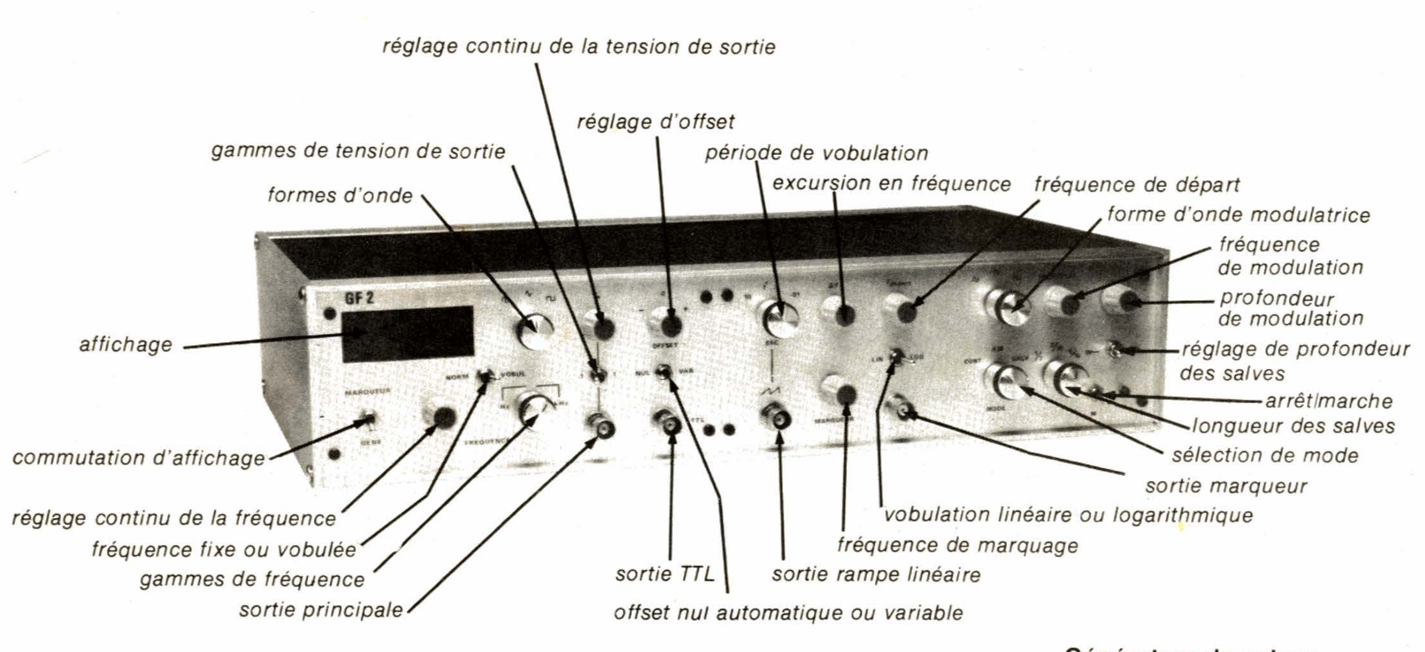
Condensateurs
C_1 : 10 nF
C_2 : 220 nF

Transistors
T_1, T_2, T_3 : 2 N 2222 ou 2 N 2369

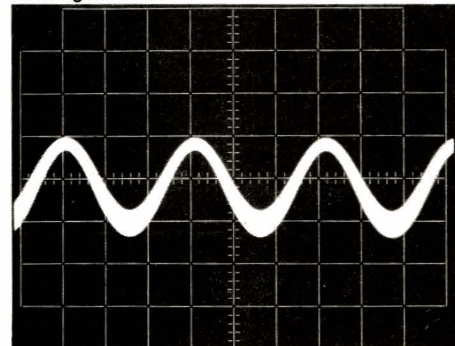
Circuits intégrés
IC_1 : 741
IC_2 : CA 3162
IC_3 : CD 4511
IC_4 : 7805

Afficheurs
Siemens HA 1183.

Divers
Coffret Retex OCTO BOX, réf. 7786 (sans poignées); réf. 7762 (avec poignées).

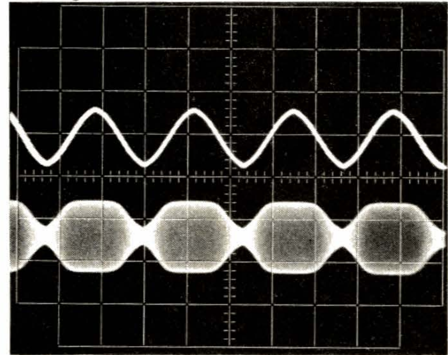


Oscillogramme A



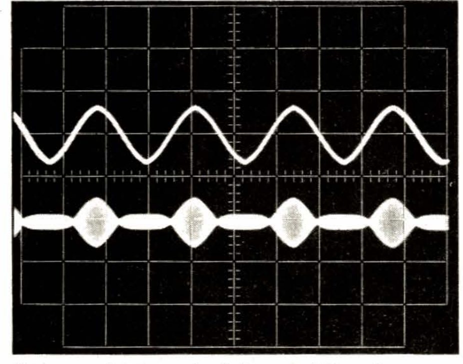
Dans un modulateur non équilibré, la variation d'amplitude de la porteuse s'accompagne d'une variation du niveau moyen, au rythme de la BF.

Oscillogramme B



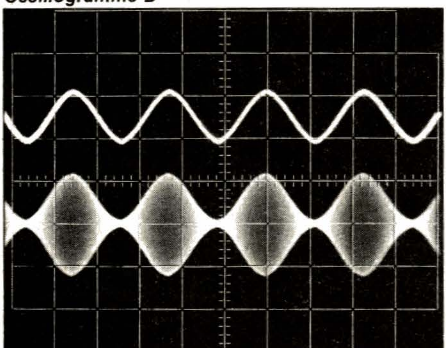
Un réglage incorrect de la résistance ajustable AJ4 conduit à un écrêtage de la porteuse, dans les pointes de modulation.

Oscillogramme C



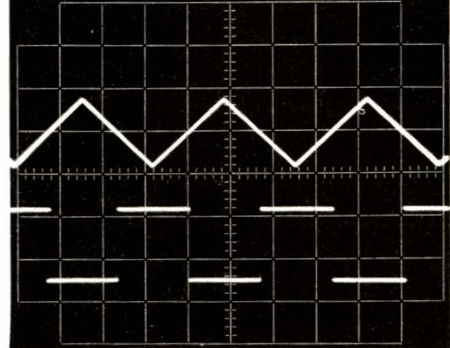
Pour un autre mauvais réglage de AJ4, mais en sens opposé, on observe une modulation inversée, pour les pointes négatives du signal modulateur.

Oscillogramme D



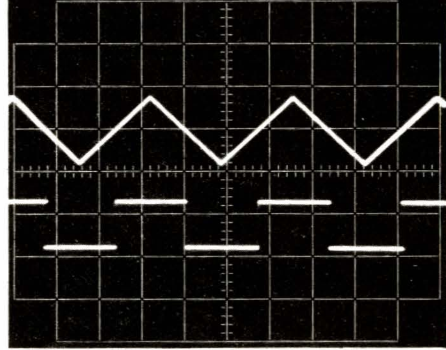
Le réglage correct doit permettre une modulation à 100 %, sans aucun des défauts illustrés par les oscillogrammes précédents.

Oscillogramme E



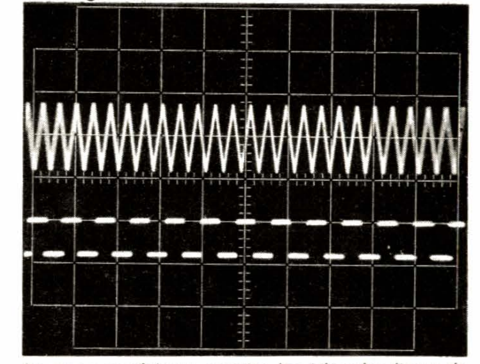
Attaqué par les triangles issus de l'oscillateur principal, le comparateur CI3 de la carte 3 donne, sur sa sortie, des créneaux symétriques évoluant entre + 12 volts et − 12 volts.

Oscillogramme F



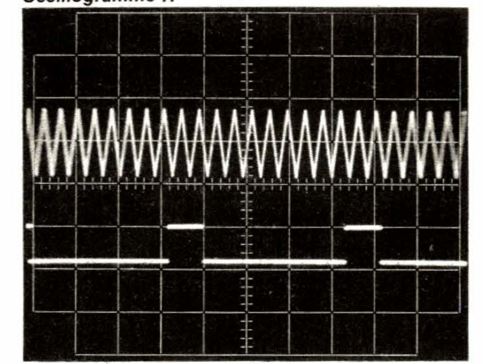
Sur le collecteur du transistor T3, les créneaux n'évoluent plus qu'entre zéro et + 5 volts. D'autre part, ils sont en opposition de phase avec ceux de la sortie de IC3 (Comparer à la phase des triangles .

Oscillogramme G



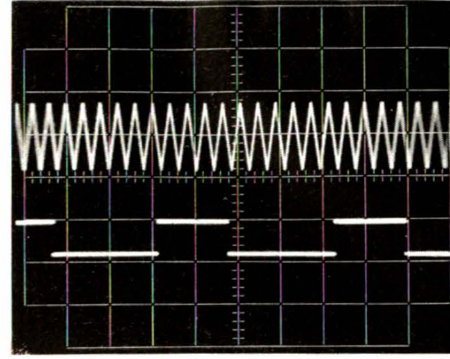
La trace supérieure montre les triangles issus de l'oscillateur principal, et celle du bas, les créneaux prélevés sur la sortie A de la décade SN 7490.

Oscillogramme H



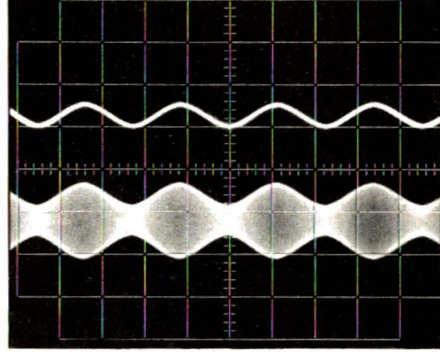
Sur la sortie C de cette même décade, les paliers supérieurs correspondent à deux périodes des triangles, et les paliers inférieurs, à huit périodes complètes.

Oscillogramme I



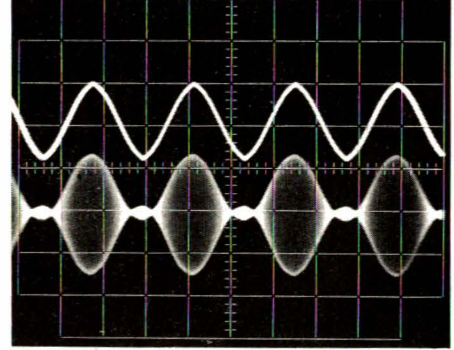
Enfin, sur la sortie D de la décade, se succèdent des paliers hauts d'une durée de quatre périodes, et des paliers bas s'étendent sur six périodes.

Oscillogramme J



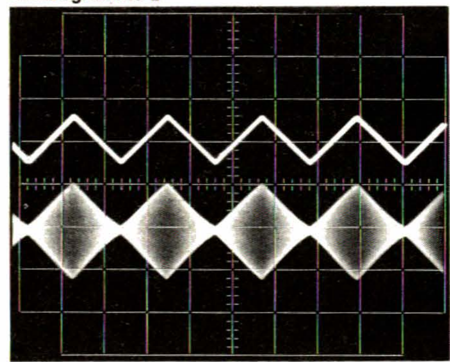
Grâce au potentiomètre P8, le taux de modulation peut être réglé de 0 à plus de 100 %. On constate ici, l'excellente qualité d'une modulation à 60 % environ.

Oscillogramme K



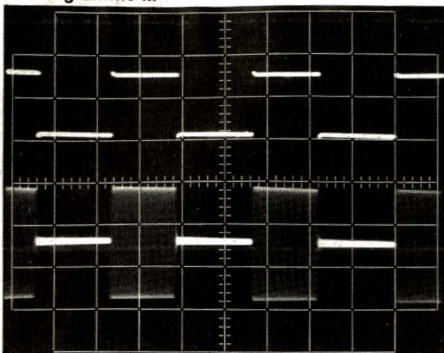
Lorsque le signal BF, pris au curseur de P8, atteint une amplitude suffisante, on dépasse un taux de 100 %, et une surmodulation apparaît.

Oscillogramme L



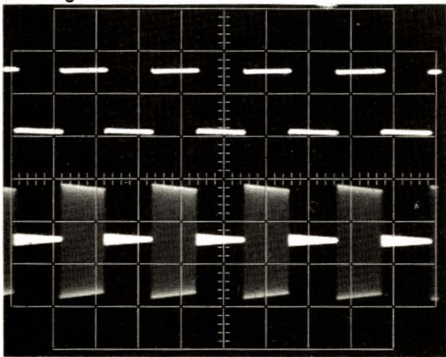
Le commutateur K9 permet de sélectionner les trois formes du signal BF. On observe ici, une modulation à près de 100 % par les triangles. Notons qu'une mauvaise linéarité de l'enveloppe indiquerait un réglage incorrect de AJ4.

Oscillogramme M



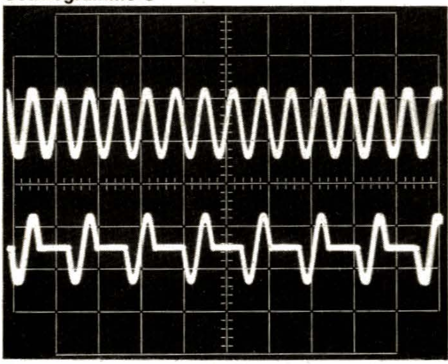
Pour des fréquences moyennes d'une tension modulatrice rectangulaire (au-delà de quelques centaines de hertz), l'enveloppe de la porteuse reproduit bien les créneaux.

Oscillogramme N



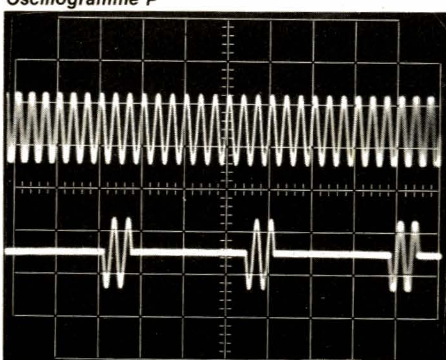
Par contre, vers les plus basses fréquences les paliers de l'enveloppe s'inclinent. Ce phénomène, normal, résulte des liaisons capacitives, qui suppriment la composante continue.

Oscillogramme O



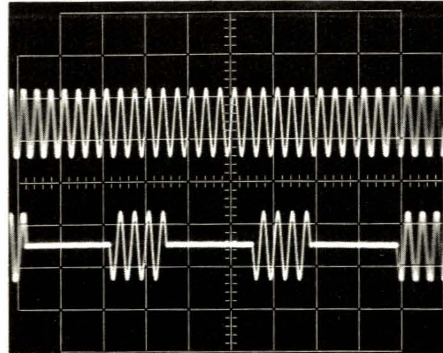
En haut, le signal pilote. En bas, les salves obtenues dans le rapport 1/2, avec extinction complète entre deux salves.

Oscillogramme P



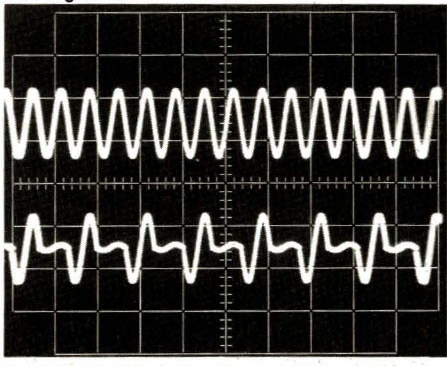
Mêmes conditions que précédemment, mais avec un découpage dans le rapport 2/10 (trains de deux périodes).

Oscillogramme Q



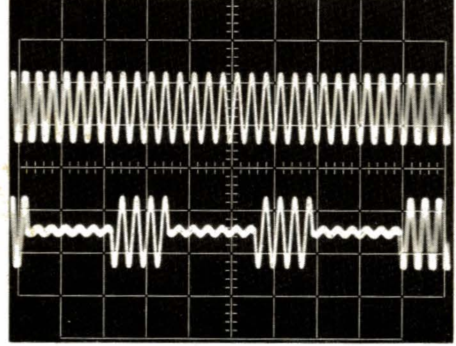
Toujours en signaux sinusoïdaux, et avec extinction complète entre deux salves, on obtient ici des trains de quatre périodes (rapport 4/10).

Oscillogramme R



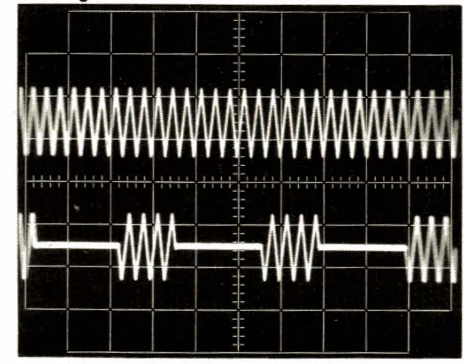
Par le jeu de l'inverseur K11, on peut remplacer les zones de silence par un signal atténué dans le rapport 10. Ce phénomène est ici montré pour le rapport 1/2.

Oscillogramme S



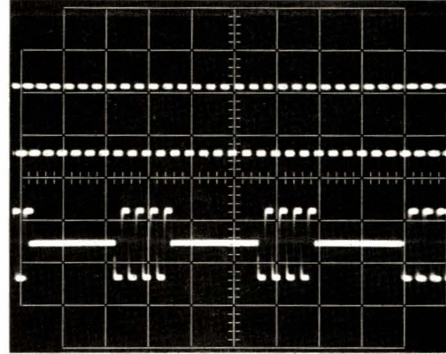
Il est évidemment applicable aux autres rapports de découpage, comme ici, dans le cas des salves de quatre périodes.

Oscillogramme T



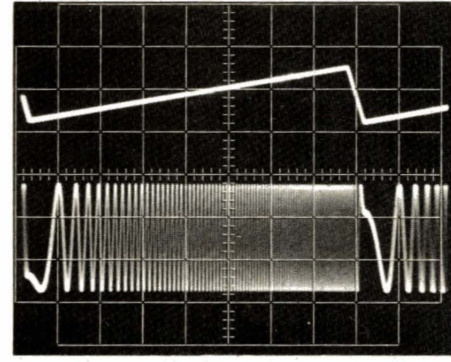
Naturellement, le générateur de salves accepte toutes les formes de signaux de pilotage. Ici, les triangles sont découpés dans le rapport 4/10.

Oscillogramme U



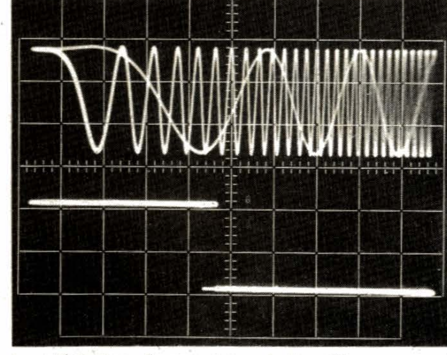
Dans ce dernier exemple, et toujours pour un rapport 4/10, on observe le découpage d'un signal rectangulaire.

Oscillogramme V



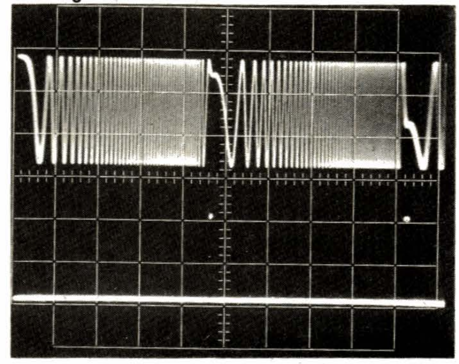
La trace supérieure montre la rampe destinée à commander les déviations horizontales de l'oscilloscope. Les sinusoïdes de la trace inférieure, sont balayées logarithmiquement en fréquence.

Oscillogramme W



Les déviations horizontales de l'oscilloscope sont maintenant commandées par les rampes que délivre le GF 2, et chaque cycle de vobulation occupe toute la largeur de l'écran (trace supérieure). La trace inférieure montre le signal de marquage.

Oscillogramme X



Correspondance entre les tensions vobulées logarithmiquement (trace supérieure), et les créneaux de la sortie de synchronisation.

Utilisation des transistors en interrupteurs

Limitons nos explications au cas des transistors NPN, que nous utilisons dans le générateur de salves du GF 2 : la généralisation aux PNP n'exigerait que l'inversion de toutes les polarités.

Tout électronicien considère comme truisme la possibilité d'utiliser un transistor en commutation, c'est-à-dire uniquement dans les états bloqué et saturé. Ceci, bien compréhensible pour des tensions continues, le devient moins en alternatif.

I. Où le collecteur se transforme en émetteur...

... et réciproquement. Un transistor résulte de la succession, au sein d'un cristal semiconducteur, de trois zones alternativement dopées N ou P (**figure 1**). Très mince (quelques micromètres), la zone P constitue la base. Les deux autres prennent les noms de collecteur et d'émetteur.

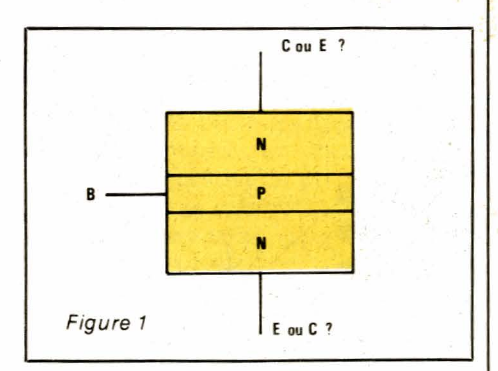


Figure 1

Les deux autres, mais... lesquelles ? Rien, dans la figure 1, ne distingue à priori l'émetteur du collecteur. Dans la pratique, seules des considérations techniques, visant à accroître le gain en courant, conduisent à donner, à la jonction de collecteur, une surface plus grande qu'à celle d'émetteur. Nous traitons de ce problème, d'ailleurs, dans nos pages d'initiation (dans ce même numéro).

Retenons simplement, pour l'instant, que l'électrode normalement baptisée « collecteur » peut devenir l'émetteur, et inversement. Il en résultera une seule différence, due à la géométrie du dispositif : le gain en courant β_1, dans le premier cas, est beaucoup plus grand que le gain β_2 dans le deuxième cas (environ 10 fois plus, pour les transistors de petite puissance).

II. Les états bloqué et saturé

Rappelons (**figure 2**) l'allure du réseau des caractéristiques $I_C = f(V_{CE})$: Chacune d'elles correspond à une intensité du courant de base I_B. Lorsqu'on charge le transistor par une résistance de collecteur R_C (**figure 3**), le courant I_C y crée une chute de tension :

$$V = R_C I_C$$

On peut donc écrire la relation :

$$E = R_C I_C + V_{CE}$$

qui, dans le réseau, est l'équation d'une droite Δ, dite **droite de charge**. Elle coupe l'axe horizontal au point d'abscisse E, et l'axe vertical au point d'ordonnée E/R_C.

A chaque valeur de I_B correspond un point de fonctionnement M sur la droite de charge. Deux d'entre eux nous intéressent particulièrement ici :

- le premier, A, se trouve sur la caractéristique pour laquelle $I_B = 0$. Le courant de collecteur I_C est alors pratiquement nul, et la tension V_{CE} très voisine de E. En première approximation, tout se passe comme si le transistor T, qu'on dit alors **bloqué**, avait été remplacé par un interrupteur ouvert.
- le deuxième, B, correspond à une tension V_{CE} voisine de zéro, et à un courant I_C presque égal à E/R_C. Tout se passe maintenant comme si le transistor T, qu'on dit **saturé**, avait été remplacé par un interrupteur fermé.

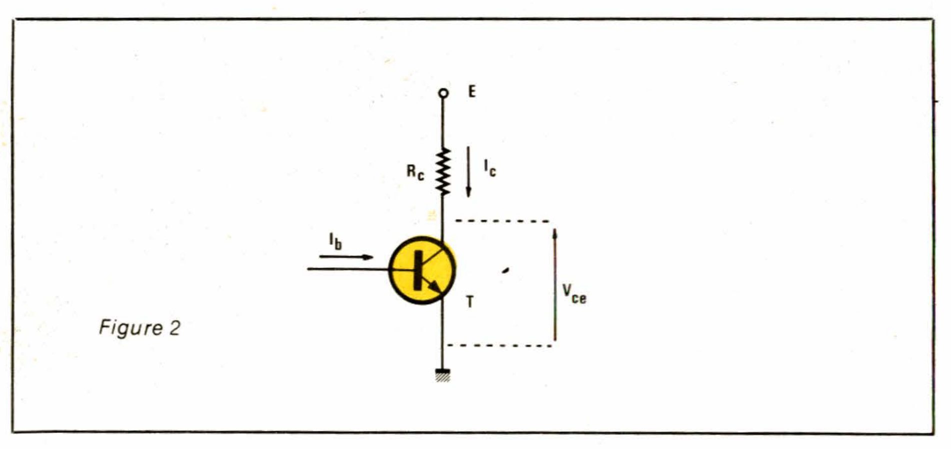


Figure 2

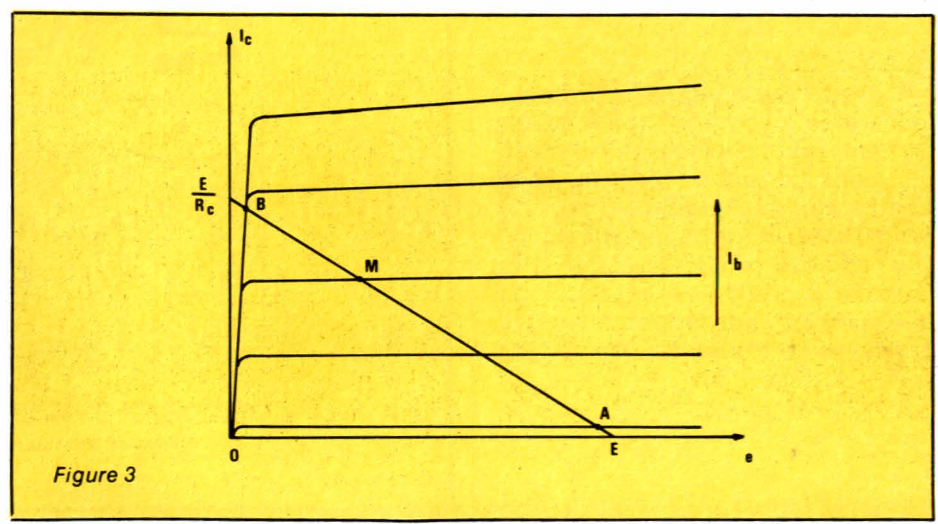


Figure 3

III. Découpage d'une tension alternative

Considérons le circuit de la **figure 4**, où nous noterons V_e les tensions d'entrée (appliquées entre la masse et l'extrémité libre de R_C), V_s les tensions de sortie (prises entre le collecteur de T et la masse) et V_b les tensions appliquées entre la masse et l'extrémité libre de la résistance de base R_b.

La tension V_e est, maintenant, un signal alternatif centré sur le potentiel 0, et évoluant entre les limites − e et + e. Les créneaux V_b, qui commandent la base, passent du palier supérieur + v_1 au palier inférieur − v_2. Si on compte positivement toutes les tensions avec l'orientation que précisent les flèches de la figure 4, on s'aperçoit qu'il y a quatre cas possibles :

- 1er cas :
  $V_e > 0$ et $V_b = v_1 > 0$
- 2e cas :
  $V_e < 0$ et $V_b = v_1 > 0$
- 3e cas :
  $V_e > 0$ et $V_b = -v_2 < 0$
- 4e cas :
  $V_e < 0$ et $V_b = -v_2 < 0$

Etudions successivement ces différentes possibilités.

Cas $V_e > 0$ et $V_b > 0$

Le transistor fonctionne normalement. Si on néglige la chute de tension émetteur-base, le courant de base a pour intensité :

$$I_b = \frac{v_1}{R_b}$$

Il y aura saturation si R_b et v_1 sont choisis tels que :

$$\beta_1 \frac{v_1}{R_b} > \frac{V_e}{R_c}$$

en désignant toujours par β_1 le gain en courant pour le branchement normal du transistor. A la sortie, on a alors :

$$V_s = 0$$

Cas $V_e < 0$ et $V_b > 0$

Puisque V_e est négatif, le transistor fonctionne à l'envers : son émetteur devient son collecteur, et réciproquement. Le gain en courant, β_2, est maintenant très inférieur à β_1.

Par rapport au nouveau collecteur, la base se trouve portée à un potentiel v_1 positif : elle est donc positive, à fortiori, par rapport au nouvel émetteur. Le transistor, conducteur, sera saturé si :

$$\beta_2 \frac{v_1}{R_b} > \frac{v_1}{R_c}$$

Il se comporte alors comme un interrupteur fermé, et la tension de sortie V_s est nulle.

Cas $V_e > 0$ et $V_b < 0$

Le courant de base I_b devenant nul, le transistor se bloque, et se comporte comme un interrupteur ouvert. La tension de sortie V_s reproduit la tension d'entrée V_e.

Cas $V_e < 0$ et $V_b < 0$

Puisque V_e est négatif, le transistor fonctionne avec inversion du collecteur et de l'émetteur. La tension :

$$V_b = -v_2$$

appliquée sur la résistance de base R_b est plus négative que V_1. Aucun courant ne circule. Le transistor T, bloqué, équivaut à un interrupteur ouvert, et on retrouve intégralement V_s sur la sortie du montage.

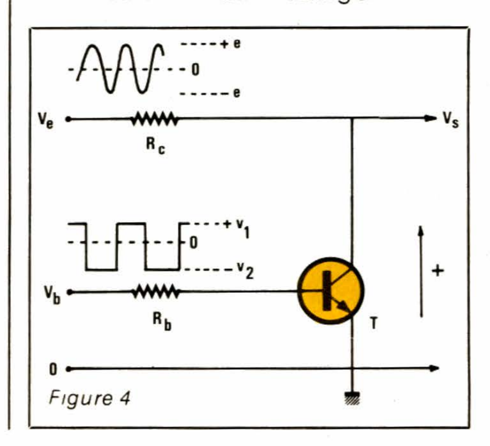


Figure 4

Nous avons utilisé le circuit μA 796 en boîtier DIL, dont le brochage est indiqué ci-dessus. Dans les schémas théoriques des **figures 4** et **5**, repris sur un data book, les brochages sont ceux du boîtier rond. On ne s'étonne donc pas des différences de numérotation.

ORDER INFORMATION TYPE	PART NO.
µA796C	µA796PC

(TOP VIEW)
PACKAGE OUTLINE 9A
PACKAGE CODE P

ABSOLUT MAXIMUM RATINGS

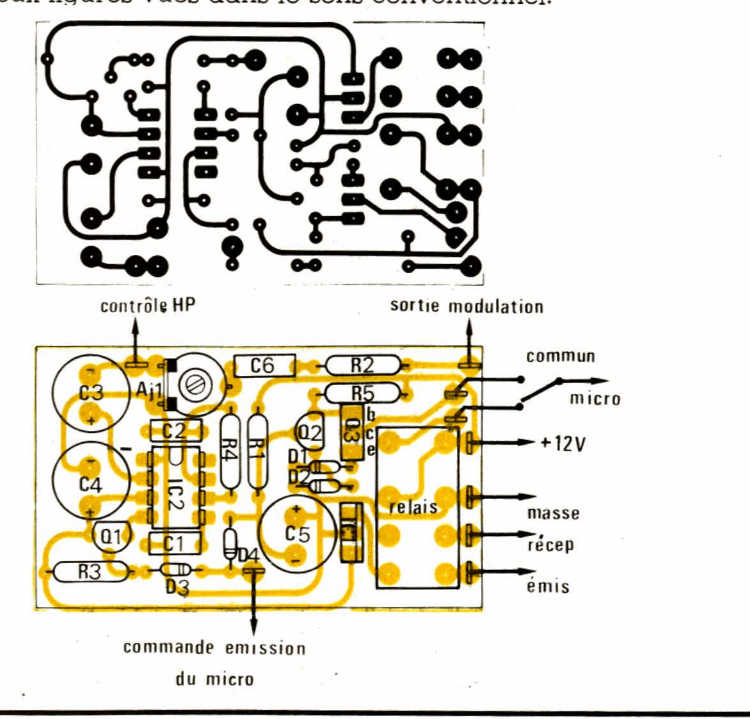
Internal Power Dissipation (Note 1)	500 mW
Applied Voltage (Note 2)	30 V
Differential Input Signal ($V_7 - V_8$)	±5.0 V
Differential Input Signal ($V_4 - V_1$)	±(5 + I_5R_e) V
Input Signal ($V_2 - V_1$, $V_3 - V_4$)	5.0 V
Bias Current (I_5)	12 mA
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
Lead Temperature (Soldering, 60 s)	300°C

Pin	Function	Pin	Function
1	+SIGNAL IN	14	V−
2	GAIN ADJUST	13	NC
3	GAIN ADJUST	12	−OUT
4	−SIGNAL IN	11	NC
5	BIAS	10	−CARRIER IN
6	+OUT	9	NC
7	NC	8	+CARRIER IN

ERRATUM

Cet erratum concerne l'article Beep-Break paru dans notre numéro 417 d'août 82.

Le circuit imprimé et l'implantation des composants figure 3 et figure 4 ont été donnés vus par transparence et non pas vus comme nous le faisons habituellement, côté cuivre et côté composants. Nous redonnons ici ces deux figures vues dans le sens conventionnel.



Tout sur les diodes LED

Le mot « LED », devenu très courant dans le langage des électroniciens professionnels ou amateurs, est une abréviation de l'expression anglaise Light Emitting Diode.

Il serait donc plus judicieux pour nous, afin de respecter la langue française, de dire « DEL », contraction de Diode Electro Luminescente. Mais là encore, comme cela se produit souvent dans le jargon technique, c'est le terme anglo-saxon qui est resté dans le langage courant.

Ce type de composant, maintenant très répandu, remplace avantageusement les lampes à incandescence dans les applications de signalisation ou d'affichage à faible puissance.

Pour les premières, la consommation en courant et le prix sont plus élevés, avec une durée de vie plus faible.

La diode électroluminescente, émetteur de lumière rouge, orange, jaune, verte, bleue et maintenant mullticolore, est un composant fiable et facile à implanter sur un circuit imprimé ou une face avant d'appareil ; c'est une des grandes « stars » de l'électronique moderne. Toutefois, sa structure et son fonctionnement sont souvent méconnus : nous avons voulu, dans cet article, venir à LED de nos lecteurs désireux d'en savoir plus.

La diode : une vie de lux

On a pu constater que n'importe quelle jonction au silicium ou au germanium, émet un rayonnement (en faible quantité bien sûr) lorsqu'un courant la traverse dans le sens direct. En effet, la tension de seuil de 0,6 à 1 volt que possède la diode fait qu'une dissipation de puissance se produit à l'endroit de la jonction PN lors du passage d'un courant ; cette perte d'énergie se traduit bien entendu en chaleur mais aussi par émission de photons lumineux (en faible quantité) que l'on ne peut voir car ils se situent dans la gamme infra-rouge.

Aussi a-t-on pensé, il y a déjà bien longtemps, à mettre en valeur cette propriété photo-émissive des jonctions ; le silicium et le germanium étant de piètres générateurs de lumière, on a tenté et réussi la fabrication de diodes émettrices utilisant comme matériau de base d'autres semi-conducteurs.

Éclairons notre lanterne

Sans entrer dans des détails mathématiques fastidieux, nous pouvons dire que la fréquence des radiations lumineuses émises par une jonction est directement liée à la largeur de la « bande interdite » du semiconducteur utilisé, laquelle détermine aussi la tension de coude dans le sens direct de ladite jonction. Plus cette tension de coude est élevée, plus la fréquence de la lumière émise est également élevée.

D'autre part, dans la plage d'utilisation des diodes photo-émissives, la puissance lumineuse croît avec le courant traversant la jonction et ce, d'une manière presque linéaire. C'est ce que montre la **figure 1**, qui représente les variations de la puissance optique, en fonction de l'intensité directe Ic.

Les matériaux de base doivent donc être capables de former une jonction dont la « bande interdite » soit assez large de façon à émettre une lumière visible aux infra-rouges pour certaines applications.

Actuellement, le matériau le plus utilisé est un alliage d'arséniure de gallium (Ga As) et de phosphure de gallium (Ga P) ; suivent le Ga P dopé au zinc et l'alliage de Ga As et d'arséniure d'aluminium (Al As).

Ce sont le Ga P et le Ga As P qui sont les plus utilisés pour fournir une lumière visible dont la couleur varie avec la structure atomique du matériau.

La LED bat l'ampoule par K.O.

Voici les nombreux avantages que possède la LED sur la lampe à incandescence :

- durée de vie exceptionnellement longue,
- temps de réponse très court à l'allumage et à l'extinction (en général moins d'une microseconde contre plusieurs dizaines de millisecondes pour la lampe),

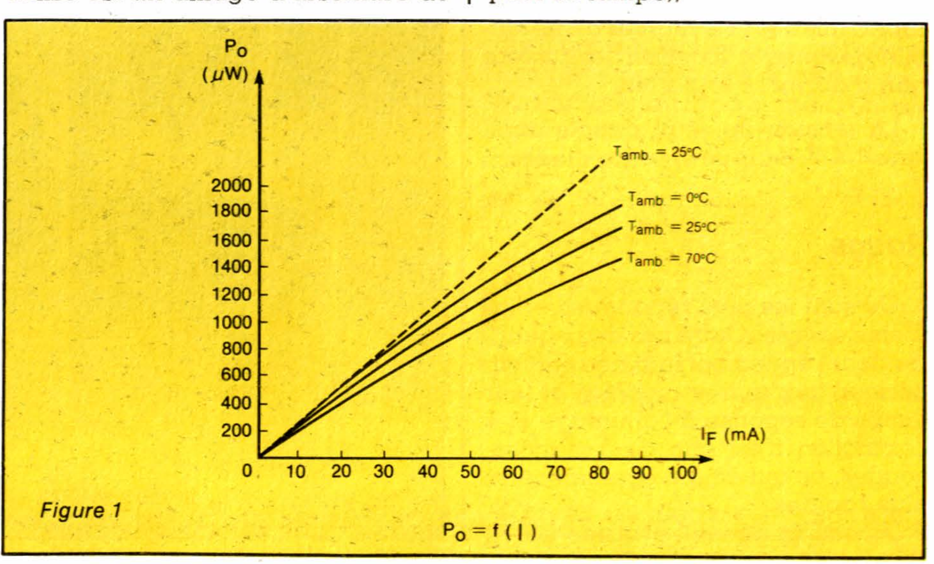


Figure 1

• fonctionnement sous des tensions d'alimentation très faibles (1,5 à 3 volts),

• facilité de montage sur une face avant, soit par collage, soit à l'aide de supports,

• faible prix.

Mais, tout comme la lampe, la LED possède quelques défauts et nécessite certaines précautions :

• respect de la polarité car les LED, comme toutes les diodes, ont un sens de branchement,

• obligation d'alimenter la LED à travers une résistance qui limite l'intensité (sinon, risque de destruction immédiate),

• lumière émise plus faible en général que celle d'une lampe et surtout surface lumineuse plus petite.

Envoyez les couleurs

En dehors de toutes considérations physiques de taille ou de forme, on peut classer les LED par la couleur de la radiation qu'elles émettent.

Infra-rouge

Elles sont généralement encapsulées dans un boîtier transparent ou gris foncé. Le rayonnement infrarouge étant invisible à l'œil humain, ces diodes ne sont donc pas utilisées en signalisation lumineuse mais sont réservées à des applications spécifiques : la barrière photo-électrique pour système d'alarme, télécommande pour téléviseur, comptage de pièces, transmission d'informations à faible distance.

Il existe à cet effet chez plusieurs fabricants des LED munies d'une lentille destinée à focaliser la lumière afin d'accroître la portée.

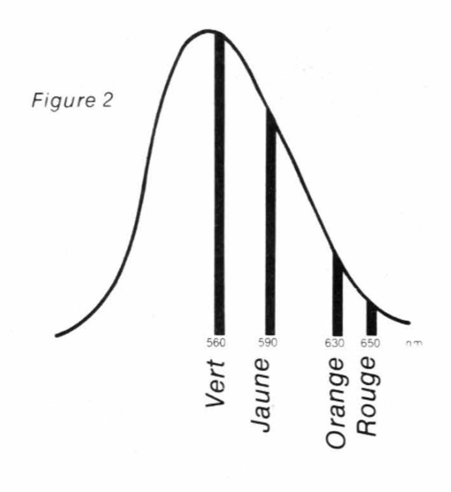
La tension de seuil directe avoisine 1,4 V pour ce type de diodes.

Rouge

Ce sont les plus répandues et les moins chères. Outre ces deux qualités, leur rendement lumineux est supérieur aux autres modèles et leur temps de réponse à l'allumage et à l'extinction n'est que de 5 nanosecondes, ce qui en fait également les plus rapides.

La tension de seuil avoisine 1,6 V.

Figure 2



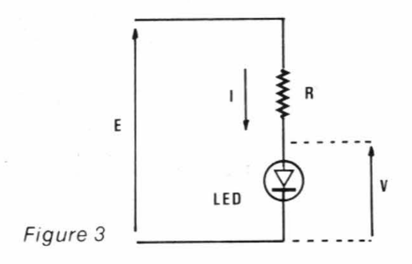


Figure 3

Vert et jaune

Moins répandues que les précédentes, leur prix (quoique ayant bien baissé) est supérieur à celui des LED rouges.

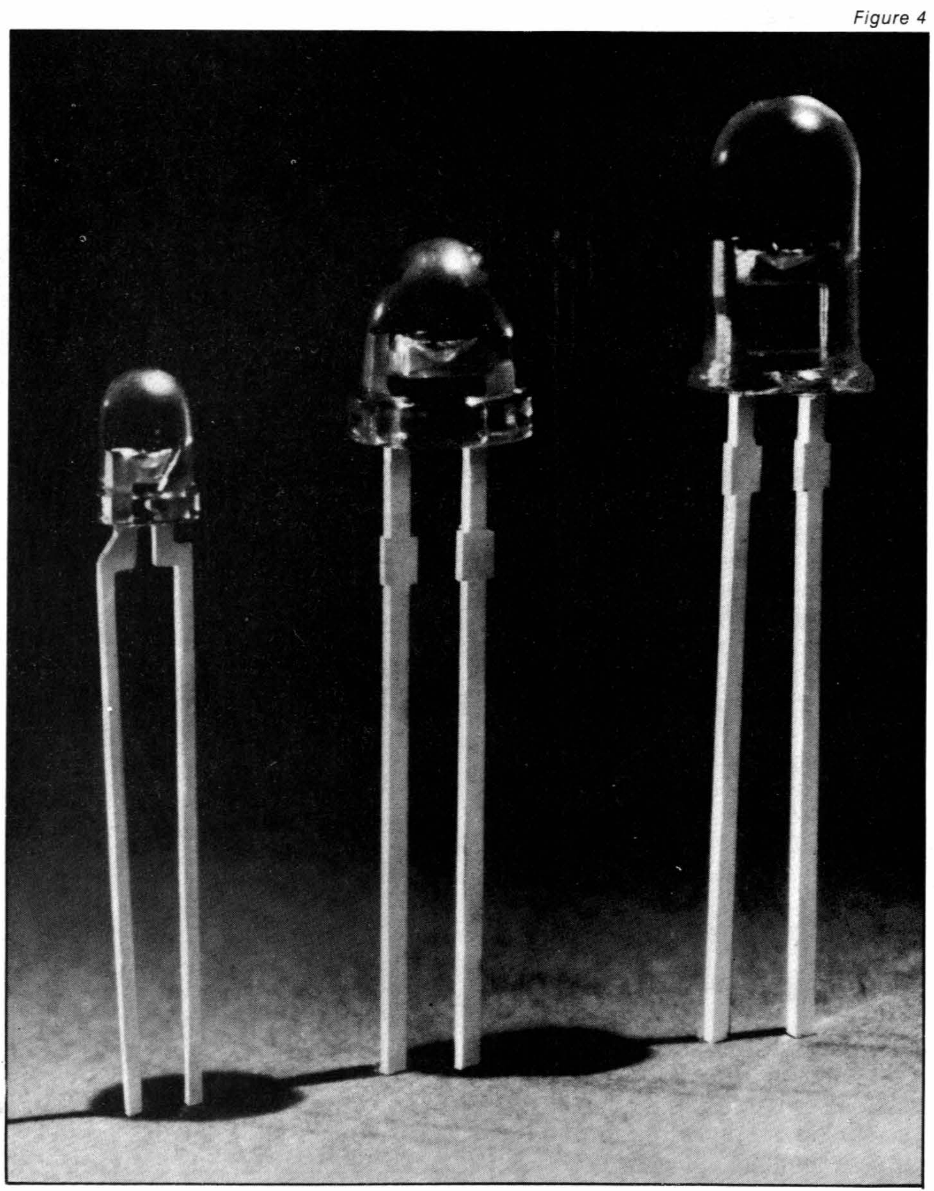
La tension de seuil directe est plus importante également puisqu'elle se situe entre 2 et 2,5 V.

Bleu

Cette couleur étant très difficile à obtenir (longueur d'onde très faible, donc largeur de bande interdite élevée et tension de seuil directe supérieure à 3 volts) les LED bleues sont encore peu répandues sur le marché, leur prix étant par ailleurs beaucoup plus élevé que pour les autres types.

La **figure 2** donne en fonction de la courbe de réponse de l'œil la longueur d'onde des diodes émettant

Figure 4



dans le vert, le jaune et le rouge. (Document RTC).

Les autres

Nous avons passé sous silence la LED orange qui ne présente aucune originalité par rapport à celles précédemment décrites; nous ne citerons également que pour mémoire les LED ultra-violet, très rares et réservées à des applications spécifiques.

En revanche, nous devons signaler l'existence de LED clignotantes dans lesquelles sont incorporées des puces faisant la fonction de multivibrateur à une fréquence basse (2 à 4 Hz).

Il existe aussi maintenant des LED bicolores et même tricolores (donc à 3 ou 4 «pattes»).

Nous avons déjà utilisé ces composants dans certains de nos montages (bataille de chars et chronozoom) et ils sont appelés à être utilisés de manière plus fréquente.

L'alimentation des LED

La solution la plus simple, pour imposer l'intensité du courant direct qui traverse une diode électroluminescente, consiste à la polariser à travers une résistance R, à partir d'une tension continue E (**figure 3**). Si V est la chute de tension dans la jonction, et si on désire faire circuler une intensité I, on choisit:

$$R = \frac{E - V}{I}$$

L'expérience montre qu'on obtient une même sensation visuelle, en appliquant à la diode une succession d'impulsions de courant, avec une intensité moyenne inférieure à l'intensité continue précédemment imposée. Cette possibilité, parfois exploitée pour de simples raisons d'économie d'énergie (par exemple dans les appareils alimentés sur piles), se révèle surtout intéressante pour les techniques de multiplexage des afficheurs à sept segments. Dans ces derniers, chaque segment est constitué d'une LED. Le multiplexage consiste, sur plusieurs afficheurs, à commander séquentiellement l'allumage de segments homologues, ce qui simplifie énormément les probllèmes de câblage.

La présentation des LED

Pour des raisons d'esthétique (la LED peut être belle) ou de commodité (réalisation de «bar-graph» de faible encombrement, par exemple), les constructeurs proposent diverses formes de boîtiers pour encapsuler les LED.

La présentation la plus courante, et la plus ancienne aussi, est celle d'un cylindre terminé par une calotte hémisphérique: des échantillons en sont présentés sur la photographie de la **figure 4**.

Ces diodes à section circulaire, se prêtent bien à un assemblage comme celui de la **figure 5**, pour constituer des matrices destinées à l'affichage graphique ou alphanumérique.

Il existe également des boîtiers à section triangulaire, ou à section rectangulaire. Ces derniers se prêtent bien à un assemblage en rangées compactes. La photographie de la **figure 6** montre quelques exemples de réalisations.

Figure 5

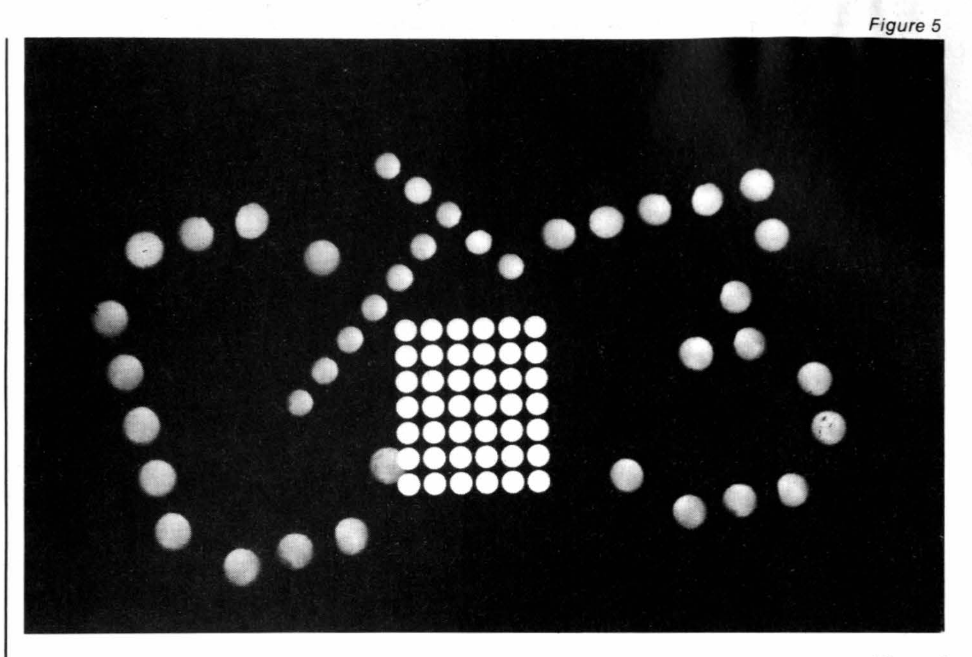
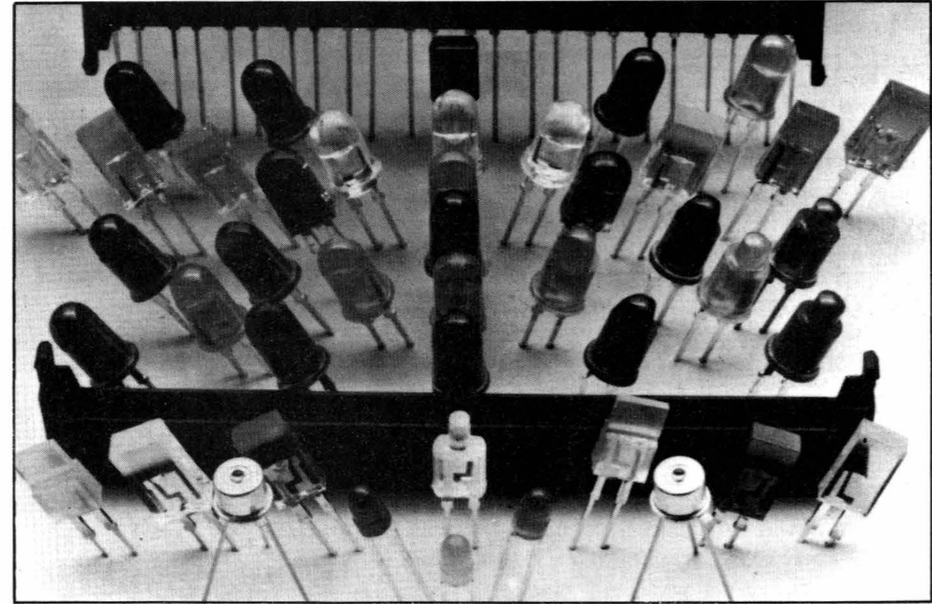


Figure 6



Nous donnons enfin, en **figure 7**, les caractéristiques géométriques de quelques LED fabriquées par RTC. On y remarquera, entre autres, les croix et les barres permettant de constituer des signes plus ou moins. Comme le montre cette **figure 7**, carrés, triangles ou croix s'inscrivent allègrement dans un cercle.

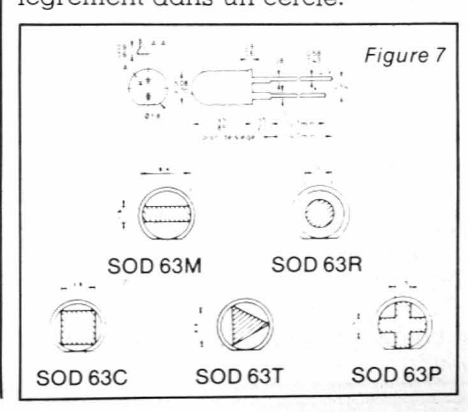


Figure 7

Quelques procédés de commande et quelques applications des LED

L'intensité lumineuse qu'émet une diode électroluminescente de type donné, dépend quasi proportionnellement, en régime permanent, de l'intensité qui la traverse. Nous avons vu, précédemment, qu'on pouvait imposer celle-ci par le choix de la résistance de polarisation.

Mais d'autres procédés de commande peuvent être utilisés : le courant est alors, plus ou moins directement, fourni par un transistor, un circuit intégré linéaire, un circuit logique. Nous en proposons quelques exemples ci-dessous, soit pour visualiser la présence d'une tension, soit pour caractériser un état logique.

I - Visualisation d'un courant ou d'une tension

Mettant en œuvre un transistor de type NPN, le circuit de la **figure 1** allume la LED lorsqu'on applique un niveau logique 1 sur son entrée. Le transistor travaillant alors à la saturation, le courant de son collecteur est essentiellement déterminé par R_C. Si V_F désigne la chute de tension dans la LED, $V_{CE\,sat}$ le potentiel de saturation du transistor, et V_{CC} la tension d'alimentation, on aura :

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_F - V_{CE\,sat}}{R_C}$$

Le diviseur R_b, R_C doit être calculé pour saturer le transistor :

$$R_b \leq \frac{V_e - V_{BE}}{I_C}\beta$$

Dans des conditions analogues, le circuit de la **figure 2** allume sa LED quand il reçoit, sur son entrée, un niveau logique 0. Ceci implique l'emploi d'un transistor de type PNP.

II - Visualisation d'un état logique en TTL

Considérons le schéma de la **figure 3**, ou une porte (buffer) sert d'interface entre le circuit logique et la diode LED, dont la résistance de 180 Ω limite le courant direct. La LED s'allume alors lorsque le niveau 1 sort en A, ce qui peut symboliquement s'écrire :

$$E = A.$$

On peut facilement réaliser la fonction complémentaire, soit :

$$E = \overline{A}$$

à l'aide du circuit de la **figure 4**.

III - Visualisation d'un état logique en CMOS

Les problèmes de sortance conduisent à choisir un interfaçage par transistor : on rejoint, pour la détermination des composants, les problèmes évoqués au début de cette page, et nous proposons l'exemple de la **figure 5** (visualisation avec allumage pour le niveau logique 1) sans commentaire.

L'emploi d'un transistor PNP permettrait d'allumer la LED en présence d'un niveau logique 0 (voir **figure 2**).

IV - Indicateur d'états sur les sorties multiples

Il est souvent commode, en régime statique ou à variations suffisamment lentes pour rester perceptibles à l'œil humain, de matérialiser globalement les états des sorties d'un circuit complexe : décades, décodeur BCD, etc.

La **figure 6** propose un exemple d'application avec allumage des LED lors du passage des sorties à l'état logique 1. Les commandes BCD y sont interfacées par des buffers non inverseurs, et, pour une alimentation sous 5 volts, des résistances de 180 Ω limitent l'intensité de chaque LED à 15 mA environ. ■

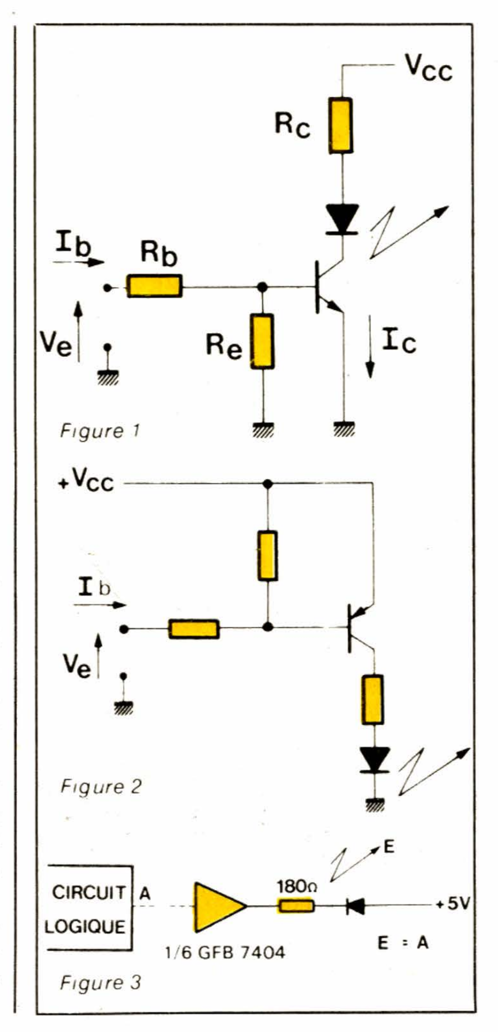


Figure 1

Figure 2

Figure 3

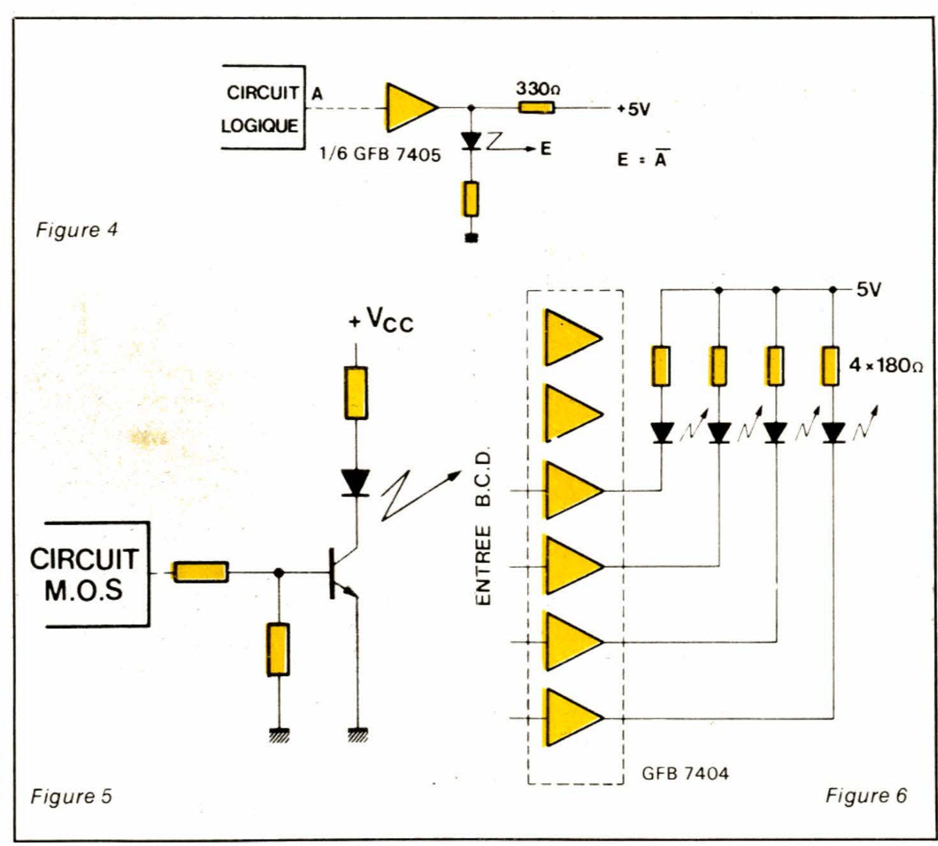


Figure 4

Figure 5

Figure 6

Relevé de courbes de réponse en BF

Le but de cet article est double, d'une part, nous souhaitons qu'il constituera une bonne introduction sur les manipulations et relevés de caractéristiques qu'il est possible d'effectuer sur un amplificateur basse fréquence et d'autre part de vous présenter un appareil de mesure digne d'intérêt et particulièrement adapté à ce genre de mesures, le 8060 A de FLUKE.

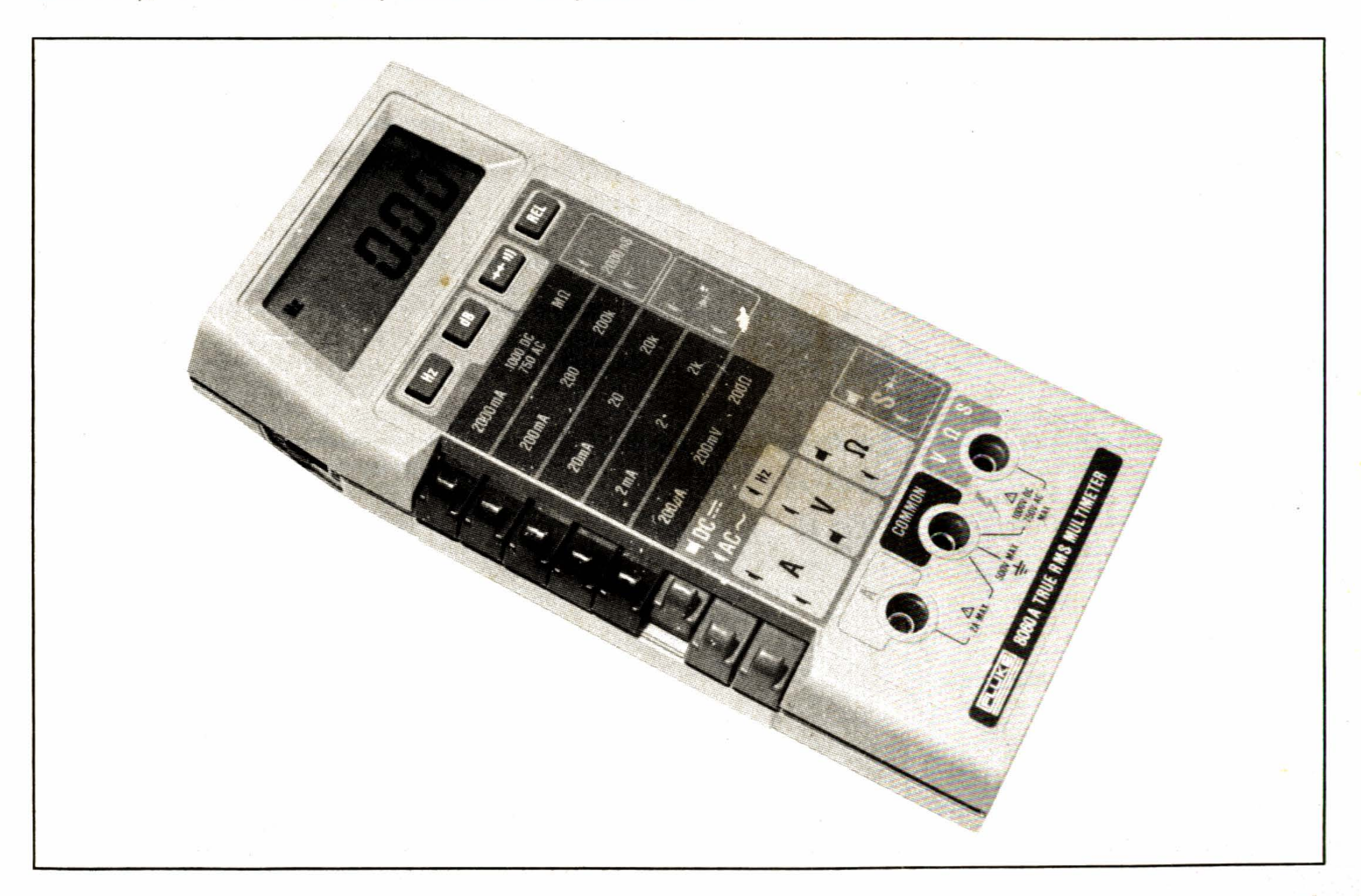
Son air de famille ne laisse aucun doute : ce multimètre appartient à la gamme des appareils de poche construits par Fluke. Il s'agit, cependant, d'une réelle nouveauté, car le Fluke 8060 A ajoute, aux agréments de la mesure digitale sur 4 1/2 digits, des possibilités encore jamais rencontrées dans cette catégorie de matériel.

Géré par microprocesseur, il incorpore un fréquencemètre montant à 200 kHz, et fonctionnant en fréquencemètre réciproque, affichant le centième de hertz en une seconde. Les tensions peuvent être mesurées en dB, aussi bien sur une référence de 600 Ω que sur d'autres impédances.

Cette dernière possibilité découle d'une autre caractéristique fort importante : le 8060 A peut mettre en mémoire (pour n'importe quelle fonction) toute mesure, et effectuer, ensuite, des mesures relatives par rapport à celle qui a été enregistrée.

Le bref résumé des caractéristiques offertes par le multimètre Fluke 8060 A, montre combien il est remarquablement adapté aux mesures sur les amplificateurs et préamplificateurs BF. En effet, la combinaison du fréquencemètre et du décibelmètre, permet le relevé très rapide des courbes de réponse, et avec une haute précision.

Pour illustrer cet emploi du 8060 A, nous proposons ensuite quelques mesures sur une réalisation récemment décrite dans la revue : il s'agit de l'amplificateur pour guitare RPG 50. Nous étudierons, successivement, la réponse du préamplificateur (avec son correcteur de tonalité), et celle de l'amplificateur de puissance.



Présentation du multimètre Fluke 8060 A

Les caractéristiques principales

Nous nous limiterons à un résumé des caractéristiques, dont l'énoncé complet occuperait trop de place.

Mesure des tensions continues

En 5 gammes, de 200 mV à 1 000 V à pleine échelle, avec une résolution de ± 0,04 % ± 2 digits. L'impédance d'entrée (100 MΩ // 100 pF) peut être portée à 10 000 MΩ sur les gammes 200 mV et 2 V.

En décibels, la dynamique atteint 99,79 dB pour une résolution de 0,01 dB.

Mesure des tensions alternatives

En 5 gammes, de 200 mV à 750 V, pour des fréquences de 20 Hz à 100 kHz. La résolution, qui dépend des plages de fréquence, peut atteindre ± 0,2 % ± 10 digits.

En décibels, la dynamique atteint 97,30 dB.

Mesure des fréquences

Elle s'effectue en quatre gammes, de 200 Hz à 200 kHz à pleine échelle, avec une résolution de ± 0,05 % ± 1 digit. Les tensions minimales d'entrée, pour des signaux sinusoïdaux, croissent de 20 mV jusqu'à 20 kHz, pour atteindre environ 100 mV à 200 kHz.

Mesure des résistances

En 8 gammes (automatiquement sélectionnées pour les MΩ) de 200Ω à 300 MΩ, avec une résolution maximale de ± 0,07 % ± 2 digits. Le Fluke 8060 A mesure aussi directement des conductances, jusqu'à 2 000 nS.

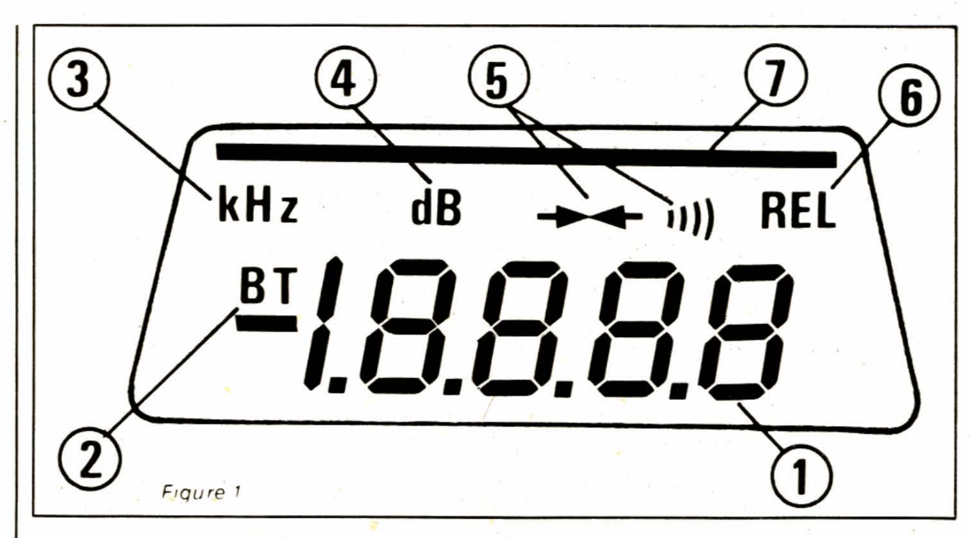


Figure 1

Fonctions diverses

Le 8060 A effectue des tests de continuité. Celle-ci peut être signalée, au choix, par un affichage visuel, ou par une indication sonore.

On dispose aussi d'un testeur de diodes (lecture de la tension), avec un courant d'essai de 1 mA.

Les mesures relatives :

Nous n'en parlerons pas dans ce résumé des caractéristiques, puisqu'elles sont abondamment évoquées dans l'essai de l'amplificateur RPG 50, couplé à cette étude.

Le fonctionnement du 8060 A

Le principe de la conversion analogique-digital à double rampe est maintenant trop connu pour que nous en exposions la technique à nos lecteurs. Nous nous limiterons à une analyse de la structure générale du 8060 A.

Deux composants essentiels constituent le dispositif de mesure : un microprocesseur CMOS à 4 bits, et un autre circuit intégré CMOS, baptisé « MAC » par le constructeur (Measurement Acquisition Chip). Microprocesseur et MAC communiquent par l'intermédiaire d'un bus bidirectionnel à quatre voies, et de quatre lignes de contrôle (LC).

Le microprocesseur capte l'état des commutateurs de fonctions et de gammes, par lecture de l'état des registres du MAC et, après traitement de l'information ainsi acquise, sélectionne la configuration du MAC pour la mesure demandée, grâce aux données de sa mémoire. Le programme, alors, se déroule en quatre étapes :

— lecture des fonctions, des gammes et du mode opératoire (mesure relative, mesure en dB, ...) et choix de l'utilisation du convertisseur A/D ou du fréquencemètre ;
— mise en route du cycle de conversion ou du compteur ;
— traitement des données acquises pendant le cycle de mesure, et, éventuellement, calculs nécessaires pour les exprimer en valeurs relatives, en dB, et pour le choix automatique des gammes dans les fonctions mégohm-mètre et fréquencemètre ;
— transcription des résultats sur les afficheurs LCD.

Test automatique à l'allumage

A la mise sous tension, le 8060 A effectue automatiquement un « auto-essai », afin de contrôler, et d'indiquer à l'utilisateur, que ses af-

ficheurs et que son microprocesseur, fonctionnent correctement.

A cet effet, toutes les indications de l'affichage, que rassemble le schéma de la **figure 1**, doivent s'allumer simultanément, pendant une durée de 1,6 seconde au moins. On y retrouve :

(1) — Les 5 digits, précédés du signe moins, et les 4 points décimaux.

(2) — L'indication « BT », signalisatrice, en temps normal, de l'épuisement des piles.

(3) — L'abréviation Hz ou kHz, pour le fonctionnement en fréquencemètre.

(4) — La notation « dB ».

(5) — Les deux flèches matérialisant la mise en service de l'indicateur visuel de continuité, et le graphisme repérant l'indicateur sonore.

(6) — L'abréviation « REL » pour les mesures relatives.

(7) — La barre d'indication visuelle de continuité (dans cette fonction, elle s'allume si la résistance entre les pointes de touche ne dépasse pas 10 % de la gamme de résistances sélectionnée).

Relevé des caractéristiques du RPG 50

I. Le préamplificateur correcteur

Rappelons qu'il a été décrit dans le numéro 417 de RP-EL. L'une de ses originalités, comparativement aux correcteurs des chaînes Hi-Fi, tient à la dissymétrie d'action du Baxendall : pour les guitaristes, en effet, l'atténuation des fréquences extrêmes (sonorités graves ou aigües) n'offre aucun intérêt. Au contraire, les instrumentistes exigent souvent un renforcement léger des basses, et une grande amplification des aiguës, aux alentours de 5 kHz.

Nous avons testé séparément le préamplificateur du RPG 50 en le chargeant (assez arbitrairement d'ailleurs) par une résistance de 600Ω. Dans le schéma de la **figure 2 a** du numéro 417, cette résistance est donc branchée entre la sortie X_4 et la masse.

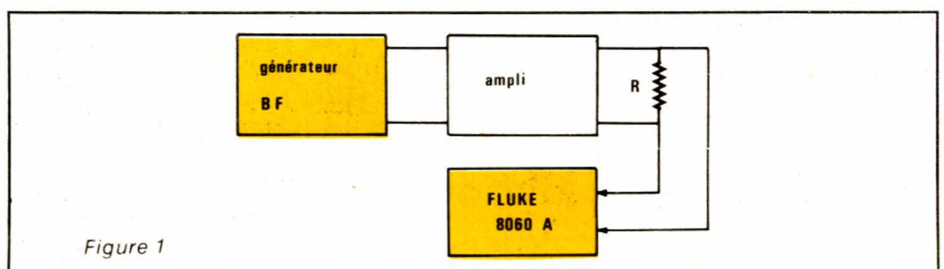


Figure 1

Le montage de mesure, très classique, est celui de la **figure 1** donnée ci-contre. Un générateur BF, à sortie sinusoïdale, attaque l'entrée du préamplificateur, qui débite sur sa charge R de 600Ω. Le multimètre 8060 A est connecté aux bornes de cette dernière.

Pour chaque point, deux grandeurs doivent être déterminées : la fréquence, et le niveau de sortie, qu'on lira ici directement en décibels. Compte-tenu de l'allure des courbes de réponse, qui ne présentent pas le point charnière habituel à 1 kHz, nous avons choisi, comme référence (0 dB), le niveau de sortie à 20 Hz.

Un premier contrôle à l'oscilloscope, avec les aiguës réglés au maximum de gain, permettra, en se plaçant vers 5 kHz, de déterminer la tension d'entrée maximale qu'on peut injecter sans saturation. Cette tension ne sera plus modifiée par la suite.

A 20 Hz, (fréquence contrôlée sur le 8060 A), on enfonce le poussoir « dB », puis le poussoir « REL ». Ce dernier met en service les mesures relatives, et entraîne donc l'affichage « 0 ». Ensuite, en augmentant progressivement la fréquence, on pourra lire directement les niveaux de sortie, en dB, par rapport à la référence choisie. Le tableau ci-dessous donne les résultats que nous avons obtenus, en réglant au maximum les deux potentiomètres de graves et d'aigus.

20 Hz	0 dB
50 Hz	9,12 dB
100 Hz	11,31 dB
200 Hz	9,84 dB
500 Hz	8,45 dB
1 kHz	12,20 dB
2 kHz	16,98 dB
5 kHz	21,32 dB
10 kHz	21,27 dB
20 kHz	17,53 dB

Il est intéressant, également, de situer avec précision les deux maxima et le minimum de la courbe de réponse. Nous avons obtenu le premier maximum à 110 Hz (11,45 dB), le minimum à 380 Hz (8,03 dB), et le dernier maximum à 7,3 kHz (21,57 dB).

Il s'agit là, naturellement, de mesures effectuées sur le prototype confié à la rédaction. Compte tenu de la dispersion sur les valeurs des composants, un autre exemplaire pourrait présenter des écarts non négligeables.

II. L'amplificateur de puissance

Le montage de mesure reste le même, en remplaçant, évidemment, le préamplificateur par l'amplificateur de puissance. Celui-ci est chargé par une résistance de 8Ω (attention à la puissance : il faut une résistance de 100 watts, par exemple un modèle bobiné sur céramique et avec entrées par colliers), sur laquelle on connecte le multimètre.

La charge n'étant plus 600Ω mais 8Ω, il convient de modifier le niveau de référence 0 dB, qui correspond maintenant à 2,828 volts (voir le tableau fourni par ailleurs). On connecte alors le 8060 A en décibelmètre alternatif, sur la gamme 20 volts. En consultant le tableau déjà cité, on s'aperçoit que le niveau qui correspondrait à 0 dB sur 600Ω, est maintenant + 11,26 dB. On applique alors, sur le multimètre, une tension alternative telle que cette valeur s'affiche, et on enfonce le poussoir « REL », pour afficher 0.

L'appareil est prêt, maintenant, pour les mesures directes en dB sur 8Ω. Nous ne publions pas le tableau, assez fastidieux, de nos résultats. Les fréquences de coupure, à − 3 dB, se situent respectivement à 49 Hz, et à 38,2 kHz. Cette dernière valeur résulte de la limitation volontaire de bande passante, introduite par le condensateur C shuntant R_{14} (voir RP-EL n° 418).

R. RATEAU

LES MESURES EN DECIBELS

Couramment utilisée dans les domaines de l'acoustique et de l'électronique, la notion de décibel n'est pas toujours précisément comprise. Nous en rappelons ci-dessous la définition, et les avantages.

Gain en puissance

Considérons le quadripôle de la **figure 1**, supposé fermé sur une impédance de charge R_s purement résistive, et qu'on attaque, sur son entrée, par une tension sinusoïdale V_s. I_e et I_s désignent, respectivement, les intensités des courants d'entrée et de sortie.

Pour une charge résistive, l'impédance d'entrée est souvent résistive elle aussi. Nous nous placerons dans cette hypothèse, et la noterons R_e. Exprimons alors les puissances consommée par l'entrée et délivrée par la sortie. La première, P_e, a pour expression :

$$P_e = R_e I_e^2 = \frac{V_e^2}{R_e}$$

La deuxième, P_s, devient :

$$P_s = R_s I_s^2 = \frac{V_s^2}{R_s}$$

On peut alors, exprimer de deux façons le gain en puissance G_p du quadripôle, c'est-à-dire le rapport de la puissance de sortie P_s à la puissance d'entrée P_e :

$$G_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{R_s}{R_e}\left[\frac{I_s}{I_e}\right]^2$$

ou

$$G_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{R_e}{R_s}\left[\frac{V_s}{V_e}\right]^2$$

Lorsque plusieurs étages tels que celui de la figure 1 sont connectés en cascade, le gain de la chaîne égale le produit des gains des étages successifs :

$$G_p = G_{p1} \times G_{p2} \times \ldots \times G_{pn}$$

Or, il est toujours plus facile, par le calcul et plus encore dans le cas d'une représentation graphique, d'effectuer des sommes que des multiplications. Ceci revient à prendre, dans l'expression ci-dessus, le logarithme, en base 10 par exemple, de chacun des termes :

$$\log G_p = \log G_{p1} + \ldots + \log G_{pn}$$

Ce qui nous conduit à l'expression de la puissance en **bels** :

$$G_p \text{ (bels)} = \log_{10} G_p$$

Dans la pratique, le bel apparaît comme une unité beaucoup trop grande, et on utilise son sous multiple le **décibel**, noté **dB**. Le gain, en décibels, pour les puissances, devient alors :

$$G_p \text{ (dB)} = 10 \log_{10} G_p$$

Explicitons cette relation par quelques exemples numériques.

Si $G_p = 1$ (il n'y a ni gain ni atténuation), alors :

$$G_p \text{ (dB)} = 10 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

Si $G_p = 2$, on trouve :

$$G_p \text{ (dB)} = 10 \log 2 = 3 \text{ dB}$$

Si $G_p = 100$,

$$G_p \text{ (dB)} = 10 \log 100 = 20 \text{ dB}$$

si $G_p = 0{,}1$ (cas d'une atténuation dans un rapport 10),

$$G_p \text{ (dB)} = 10 \log 0{,}1 = -10 \text{ dB}$$

Gain en tension

Reprenons le quadripôle de la figure 1. Par définition, on appelle gain en tension G_v le rapport de la tension de sortie à la tension d'entrée, soit :

$$G_v = \frac{V_s}{V_e}$$

Or, en dB, le gain en puissance est :

$$G_p \text{ (DB)} = 10 \log \frac{R_e}{R_s}\left[\frac{V_s}{V_e}\right]^2$$

C'est-à-dire :

$$G_p \text{ (DB)} = 10 \log \frac{R_e}{R_s} + 20 \log \frac{V_s}{V_e}$$

Dans le cas où le quadripôle est fermé sur son impédance caractéristique R_c, l'impédance d'entrée devient aussi R_c, et le premier terme s'annule. Il reste alors :

$$G_P \text{ (dB)} = 20 \log \frac{V_s}{V_e}$$

Pour que le gain en tension, exprimé en décibels, s'exprime par le même nombre que le gain en puissance, on décide de poser :

$$G_v \text{ (dB)} = 20 \log \frac{V_s}{V_e}$$

Gain en intensité

Par définition, c'est le rapport G_i de l'intensité de sortie à l'intensité d'entrée, c'est-à-dire :

$$G_i = \frac{I_s}{I_e}$$

Or, toujours dans le cas d'une charge par l'impédance caractéristique, on a :

$$G_p \text{ (dB)} = 20 \log \frac{I_s}{I_e}$$

Pour exprimer le gain en intensité par le même nombre de décibels que le gain en puissance, on pose :

$$G_i \text{ (dB)} = 20 \log \frac{I_s}{I_e}$$

Niveau de référence

On ne peut exprimer, en décibels, qu'un rapport entre deux puissances, deux tensions, ou deux intensités, et non directement une puissance, une tension ou une intensité. Or, il serait commode d'y parvenir. On décide pour cela, de prendre **arbitrairement** un niveau de référence. Pour les puissances, par exemple, le niveau 0 dB est le plus souvent défini comme celui d'une puissance de 1 mW dans une résistance de 600Ω, ce qui correspond, toujours dans 600Ω, à une tension de 0,775 volt. On mesure donc en fait un rapport, mais dont le dénominateur égale l'unité, puisque :

$$0 \text{ dB} = 10 \log 1$$

Il reste possible, évidemment, de se référer à d'autres impédances que 600Ω. Les niveaux de tension, pour 0 dB, s'en trouvent modifiés : le tableau ci-dessous indique leurs valeurs pour les impédances les plus courantes.

Impédance Ω	Tension pour 0 dB (V)	
50	0,2236	tensions
75	0,2739	tensions
600	0,7746	tensions
4	2,000	puissances
8	2,828	puissances
16	4,000	puissances

Les diodes en commutation

Conductrice lorsqu'on la polarise dans le sens direct (anode positive par rapport à la cathode), la diode s'oppose au passage du courant lors d'une polarisation inverse. Cette propriété fondamentale, qui la destine naturellement au redressement des tensions alternatives, et à la détection, peut être mise à profit, aussi, dans des circuits de commutation.

Dans cette application, les phénomènes transitoires prennent, surtout aux vitesses élevées de fonctionnement, une importance considérable : nous commencerons par en dire quelques mots. Dans une deuxième partie, nous proposerons d'expérimenter des circuits pratiques de commutation.

I - Phénomènes transitoires dans une jonction PN

Nous avons précédemment défini la caractéristique d'une diode, et proposé des méthodes expérimentales pour la relever (RP-EL n° 417). Si, dans la relation qui établit la correspondance entre l'intensité I qui traverse la diode, et la tension V appliquée entre anode et cathode, on considère V comme variable avec le temps t, cette relation devient :

$$I(t) = I_s \exp\frac{e\,V(t)}{k\,T} - 1$$

En régime de variation lente, la jonction obéit parfaitement à cette loi. Par contre, si on augmente la vitesse de variation de la tension, le changement d'état de la jonction s'effectue avec un certain retard, surtout sensible lorsqu'on passe brusquement de l'état conducteur à l'état bloqué.

Le phénomène étant fort complexe, nous nous contenterons d'en fournir une explication qualitative approchée.

En polarisation directe, les porteurs, électrons et trous, traversent la jonction. Il se produit alors, dans celle-ci, une accumulation des porteurs minoritaires, à cause de l'effet de freinage dû aux ions du réseau cristallin. La densité de porteurs minoritaires devient donc plus importante dans la jonction que dans le reste du cristal.

Si on inverse brusquement la polarité de la tension appliquée entre anode et cathode (**figure 1, a**), les porteurs minoritaires vont mettre un certain délai pour s'éliminer : c'est le temps de stockage **t_s** de la **figure 1, b**. Pendant cet intervalle **t_s** l'intensité inverse est largement supérieure à sa valeur I_s en régime permanent. Elle dépend de la tension inverse appliquée V_R, et de la résistance de charge R.

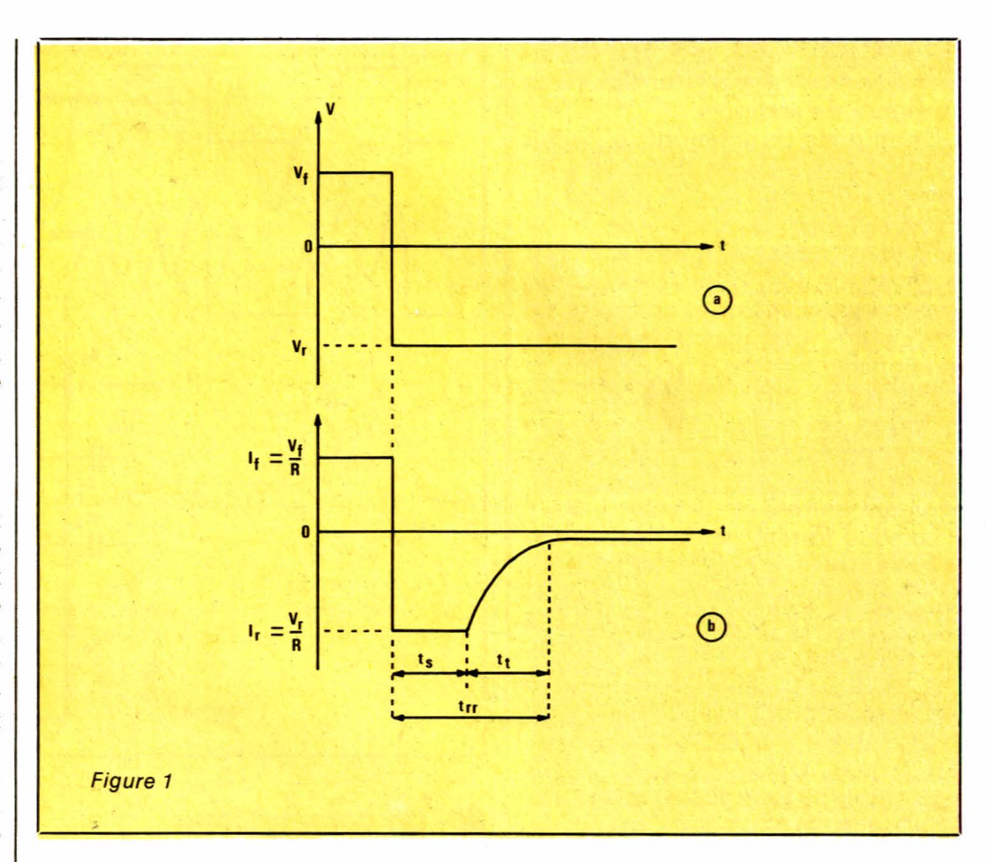


Figure 1

$$I_R = \frac{V_R}{R}$$

Lorsque le nombre des porteurs accumulés devient insuffisant pour maintenir I_R, l'intensité inverse diminue exponentionellement, et rejoint I_s avec une constante de temps liée à la capacité de la jonction. Le délai correspondant est le temps de transition **t_t** (**figure 1, b**). La somme de ces deux délais constitue le **temps de recouvrement inverse,** noté **t_{rr}** à cause de sa dénomination anglaise (reverse recovery time).

$$t_{rr} = t_s + t_t$$

Le temps de recouvrement inverse, qui peut atteindre plusieurs microsecondes dans les diodes de redressement de puissance, descend à quelques nanosecondes pour les diodes spécialement fabriquées en vue de leur utilisation en commutation rapide.

II - Utilisation des diodes en commutation

Considérons le circuit de la **figure 2** où, sur l'anode de la diode D, on applique une tension alternative, à laquelle se superpose une tension continue V de quelques volts. D est conductrice, et le courant qui la traverse passe aussi dans R. Aux bornes de cette résistance, on retrouve donc la tension d'entrée, diminuée de 0,6 volts (cas d'une diode au silicium). Notons que, pour que ce montage fonctionne correctement, il faut que la tension alternative offre une amplitude inférieure à V. Dans le cas contraire, les pointes inférieures du signal, bloquant la diode, se trouveraient écrêtées. Par ailleurs, une forte amplitude de la composante alternative, entraînant un déplacement important du point de fonctionnement sur la caractéristique directe, se traduit par une distorsion du signal de sortie.

Examinons maintenant le circuit de la **figure 3**, alimenté sous une tension + E, de 12 volts par exemple. Il est attaqué par un signal alternatif, à travers le condensateur d'isolement C, dont l'extrêmité droite est maintenue au potentiel moyen + 6 volts, grâce au pont des résistances R_1 et R_2.

Sur la cathode de la diode D_1, on applique un signal de découpage (cette appellation sera justifiée par l'analyse qui suit) rectangulaire, évoluant entre 0 et 12 volts.

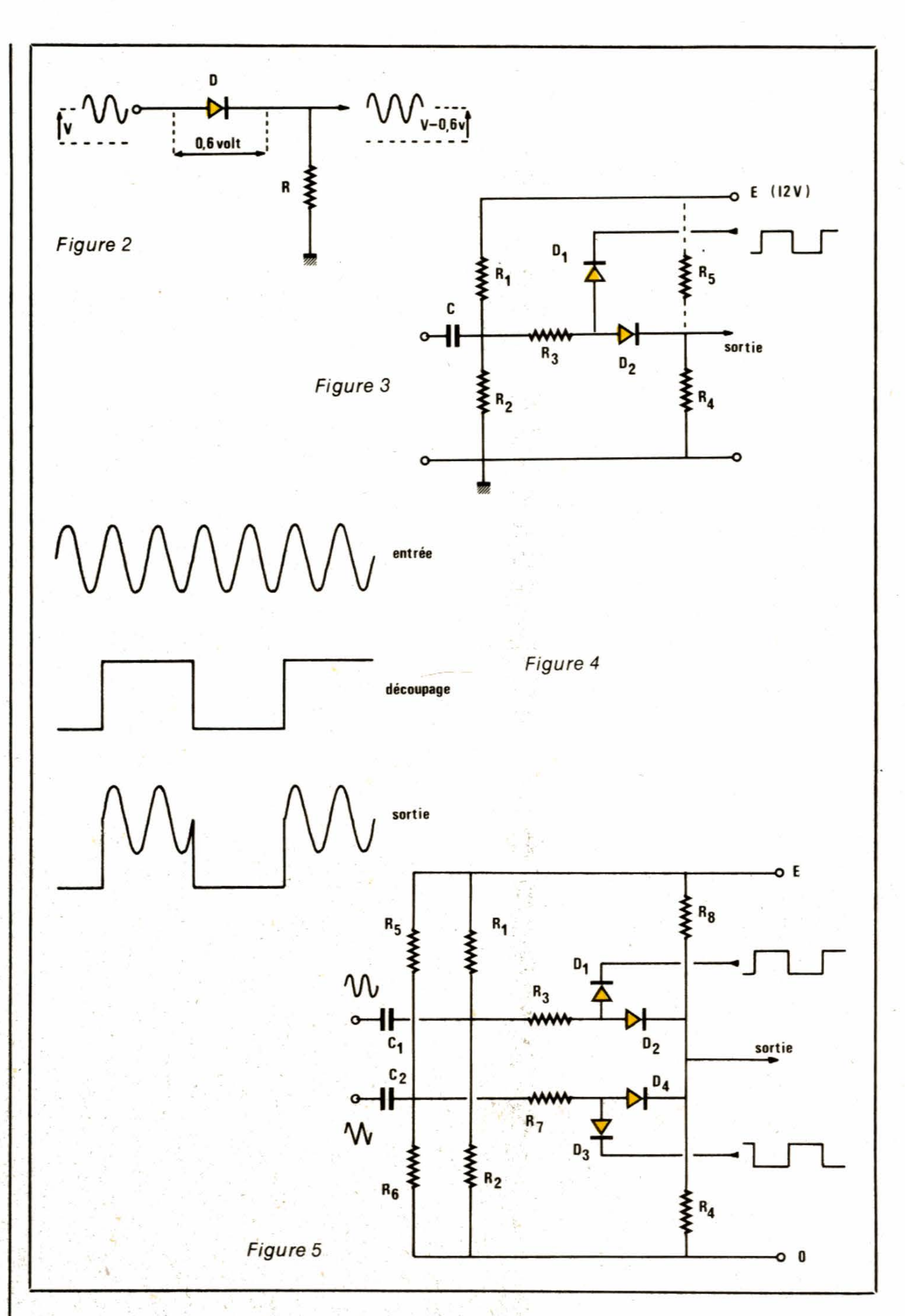
Lorsque la tension de découpage se situe au palier + 12 volts, la diode D_1, polarisée en inverse, se trouve bloquée : tout se passe comme si elle n'existait pas. Sur la sortie, aux bornes de R_4, on retrouve la tension d'entrée, décalée de 0,6 volt, et atténuée dans le rapport :

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

dû au diviseur résistif R_3, R_4.

Lorsque la tension de découpage se situe au niveau 0, la diode D_1 devient conductrice : sur son anode, on trouve une tension de 0,6 volt, et D_2 se trouve alors pratiquement bloquée. Il suffirait d'ailleurs, pour obtenir un blocage parfait, d'ajouter une résistance R_5 telle que, avec R_4, elle porte la cathode de D_2 à + 0,6 volt. Dans ces conditions, la tension alternative d'entrée ne peut plus traverser D_2, et on trouve, en sortie, le potentiel de la masse.

Les correspondances entre les tensions d'entrée, de découpage et de sortie, sont résumées dans le diagramme de la **figure 4**.



III - Un commutateur électronique à diodes

Le dispositif de la **figure 3** est à la base des commutateurs à diodes utilisés dans la plupart des oscilloscopes bicourbes, et dont nous proposons maintenant une étude expérimentale, en nous référençant au schéma de la **figure 5**.

On reconnaît, dans ce dernier circuit, celui de la **figure 3**, deux fois répété. Deux signaux d'entrée distincts parviennent simultanément sur les entrées e_1 et e_2, et traversent les condensateurs C_1 et C_2. Les résistances R_1 et R_2 d'une part, R_5 et R_6 d'autre part, sont choisies de façon à donner, en leurs points communs, des composantes continues différentes, + 8 volts et + 4 volts par exemple.

L'ensemble D_1, D_2 joue le même rôle que précédemment, pour le signal de l'entrée e_1. L'ensemble D_3, D_4 remplit une fonction analogue pour le signal de l'entrée e_2. Mais les cathodes de D_1 et de D_3 reçoivent des tensions de découpage en opposition de phase, comme le montrent les diagrammes de la **figure 6** (lignes **c** et **d**).

Finalement, sur la sortie, on dispose alternativement des signaux e_1 et e_2, avec des composantes continues différentes.

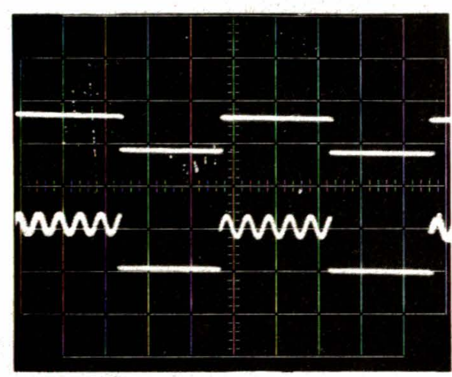
IV - Manipulations proposées

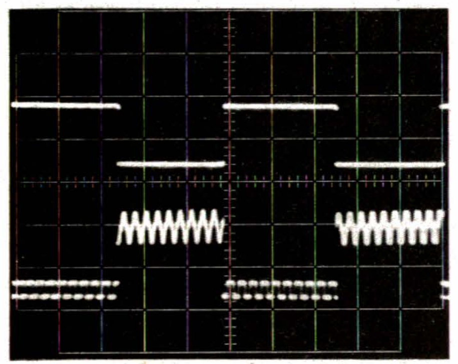
On pourra expérimenter, successivement, les circuits des **figures 3** et **5**, en les montant par exemple sur des boîtes de câblage rapide. Les signaux de découpage peuvent être pris sur la sortie 3 du 555 (signal unique) ou sur elle, et le collecteur de T (signaux en opposition de phase) du circuit de la **figure 7**, qui oscille à une fréquence voisine de 50 Hz. Pour les tensions d'entrée, on choisira une fréquence de quelques centaines à quelques milliers de Hz.

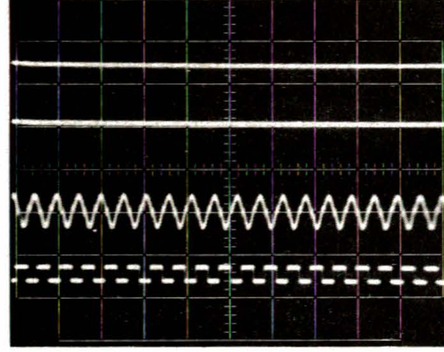
L'oscillogramme A montre les résultats obtenus avec le montage de la **figure 3**, l'oscilloscope étant synchronisé par les créneaux de découpage. Les sinusoïdes ne peuvent alors être immobilisées sur l'écran, que si leur fréquence est un multiple exact de celle des rectangles (régler délicatement la commande de fréquence du générateur). On peut choisir, pour les différents composants, les valeurs indiquées ci-dessous:

$R_1 = R_2 = 10$ kΩ
$R_3 = R_4 = 4,7$ kΩ
$R_5 = 100$ kΩ
$C = 1$ µF
$D_1 = D_2 =$ 1N 4148

L'oscillogramme B montre la tension de sortie pour le montage de la **figure 6**, attaqué par les sorties « sinus » et « rectangles » d'un même générateur. Là encore, l'oscilloscope est déclenché par les rectangles de découpage. Enfin, dans l'oscillogramme C, on a déclenché l'oscilloscope sur l'un des signaux des entrées e_1 et e_2, en augmentant la vitesse de balayage. Les créneaux (en haut) n'apparaissent plus que par leurs paliers inférieurs et supérieurs, non discernables car non synchronisés. Sur la voie inférieure, on trouve les deux tensions d'entrée: nous avons bien réalisé un commutateur...


Oscillogramme A


Oscillogramme B


Oscillogramme C

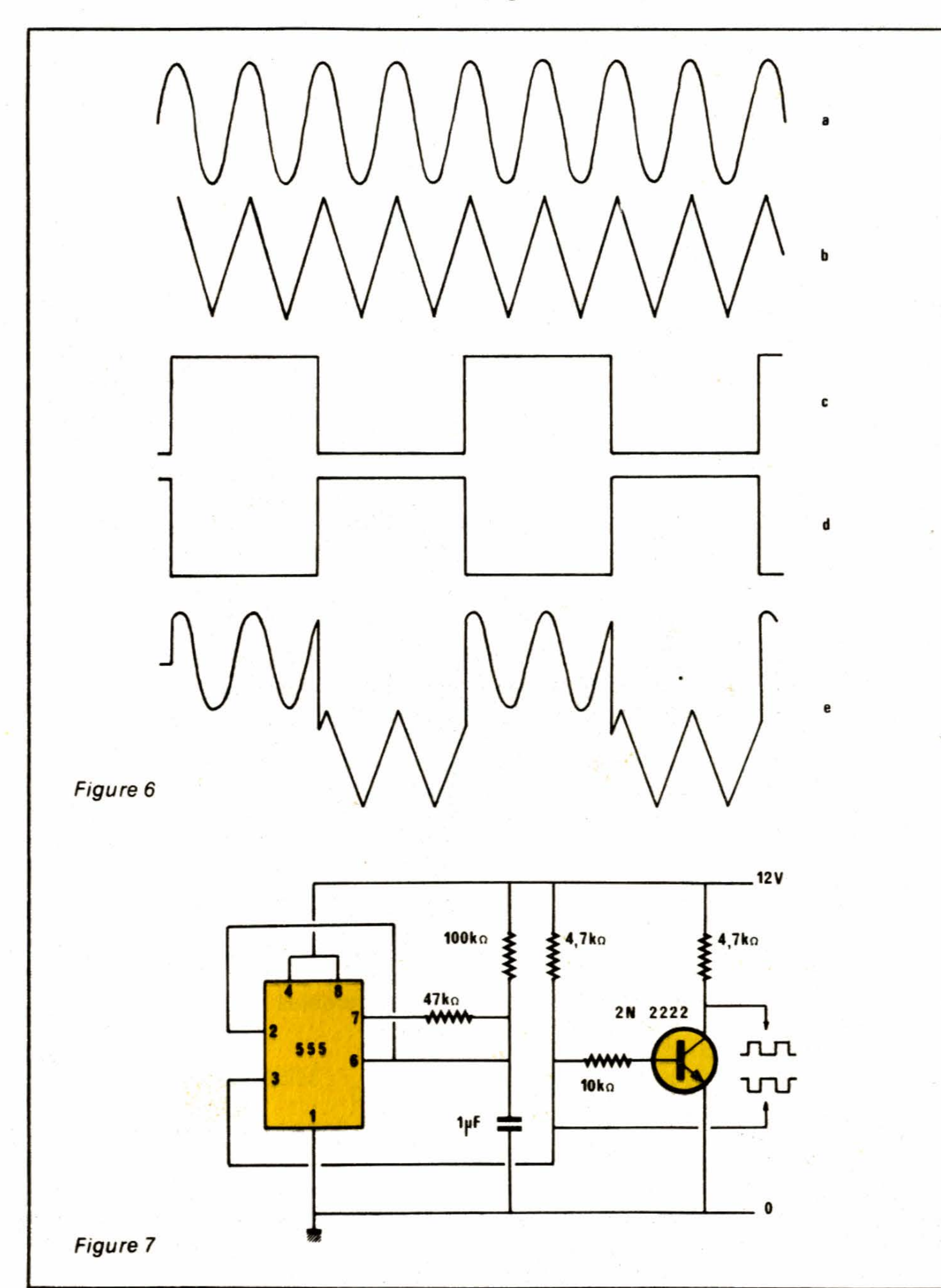


Figure 6

Figure 7

Pour le montage de la **figure 6**, on pourra prendre les valeurs des composants indiquées ci-dessous:

$R_1 = R_6 = 3,3$ kΩ
$R_2 = R_5 = 6,8$ kΩ
$R_3 = R_7 = R_4 = 4,7$ kΩ
$R_8 = 100$ kΩ
$C_1 = C_2 = 1$ µF
D_1, D_2, D_3, D_4 = 1 N 4148.

R. RATEAU

SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS

Nous vous rappelons que seuls les professionnels mentionnés dans la liste du réseau de distribution sont habilités à vendre les circuits imprimés Radio Plans-Electronique Loisirs, cette liste est remise à jour chaque mois.

Références	Article	Prix estimatif
EL 419 H	Mini récepteur FM	**18 F**
EL 419 B	Système d'appel secteur, émet.	**20 F**
EL 419 C	Système d'appel secteur, récept.	**26 F**
EL 419 D	Système d'appel secteur, répét.	**14 F**
EL 419 E	Interphone moto	**30 F**
EL 419 F	GF2 : générateur de salves	**68 F**

Nous vous rappelons ci-dessous les circuits disponibles des précédents numéros :

Réf.	Article	Prix estimatif
EL 415 A	Carte capacimètre 3 digits	**20 F**
EL 415 B	Correcteur de tonalité 772	**24 F**
EL 415 C	Inverseur 772	**20 F**
EL 415 D	Ampli de sortie a 2310	**20 F**
EL 415 E	Générateur d'impulsions	**64 F**
EL 416 A	Carte régulation	**18 F**
EL 416 B	Carte voltmètre	**18 F**
EL 416 C	Carte interconnexion	**20 F**
EL 416 D	Afficheur de polarité	**16 F**
EL 417 A	Préampli guitare	**86 F**
EL 417 B	Allumage électronique	**68 F**
EL 418 A	Récepteur IR + affichage	**80 F**
EL 418 B	Emetteur IR pour tuner	**20 F**
EL 418 C	Platine clavier pour l'émetteur I.R.	**12 F**
EL 418 D	Carte vobulation GF 2	**56 F**
EL 418 E	Carte ampli RPG 50	**46 F**

Bien que certaines références aient disparu de notre liste, les circuits imprimés correspondants sont encore disponibles en petite quantité et peuvent être commandés directement à notre rédaction (Frais de port : 8 F par colis, et non par circuit.)
Ces références sont les suivantes :

EL 403 C	Ampli 225 TURBO	**52 F**
EL 403 D	Ampli 225 TURBO	**16 F**
EL 404 B	Bruiteur course auto	**16 F**
EL 404 C	Bruiteur train à vapeur	**20 F**
EL 404 D	Temporisateur photo	**30 F**
EL 406 A	Carillon 3 notes à SAB 600	**8 F**
EL 407 C	Stimulateur musculaire 40 V	**26 F**
EL 407 D	Stimulateur musculaire 60 V	**30 F**

Ces circuits imprimés portent depuis le numéro 410 la mention Copyright © SPE 1982 gravée sur la face cuivrée et sont désormais munis d'une étiquette autocollante authentifiant la provenance du produit.

Réseau de distribution

Liste des professionnels distribuant les circuits imprimés

21000 - **Electronic 21,** 4 bis, rue de Serrigny, Dijon
24100 - **Pommarel Electronic,** 14, place Doublet, Bergerac
25000 - **Reboul,** 34, rue d'Arènes, Besançon
30000 - **Lumispot,** 9, rue de l'Horloge, Nîmes.
31000 - **Cibot,** 25, rue Bayard, Toulouse
42000 - **St-Étienne Composants,** 2, rue de Terre-Noire, St-Étienne
44600 - **Electronique Service,** 19, rue A.-De-Mun, St-Nazaire.
59300 - **Laze,** 70, av. de Verdun, Valenciennes.
69006 - **Ets Gelain,** 22, avenue de Saxe
75010 - **Acer,** 42, rue de Chabrol
75010 - **Mabel,** 35-37, rue d'Alsace, Paris.
75012 - **Cibot,** 1, rue de Reuilly
75012 - **Magnétic France,** 11, place de la Nation
75012 - **Reuilly Composants,** 79, bd Diderot
75014 - **Montparnasse Composants,** 3, rue du Maine
80100 - **Electro 2000,** 191, chaussée Marcadi, Abbeville
90000 - **Electronic Center,** 1, rue Keller, Belfort
92220 - **BH Electronique,** 164, av. Aristide-Briand, Bagneux
94100 - **Dixma,** 47, bd Rabelais, St-Maur.

EL 409 A	Volmètre digital (affichage)	**10 F**
EL 409 B	Volmètre digital (convertisseur A/D)	**10 F**
EL 409 C	Sonde démodulatrice	**10 F**
EL 411 A	Minuterie pour télérupteur	**22 F**
EL 411 B	Anti-douleur expérimental	**9 F**
EL 412 A	µP2 carte principale	**66 F**
EL 412 B	µP2 carte affichage	**88 F**
EL 412 C	Chronozoom carte principale	**44 F**
EL 412 D	Chronozoom carte affichage	**14 F**
EL 412 E	Chronozoom carte matrice à diodes	**8 F**
EL 412 F	Alimentation C.B.	**22 F**
EL 413 A	Base de temps	**16 F**
EL 413 B	Millivoltmètre	**36 F**
EL 414 A	Sécurité pour modèles réduits	**14 F**
EL 414 B	RIAA 2310	**28 F**
EL 414 C	RIAA FET	**20 F**
EL 414 D	Adaptateur 2310	**20 F**
EL 414 E	Adaptateur 772	**16 F**
EL 414 F	Alimentation +	**18 F**
EL 414 G	Alimentation −	**18 F**
EL 414 H	Géné de fonctions (platine 8038)	**58 F**
EL 414 I	Géné de fonctions (alim.)	**26 F**
EL 414 J	Tête HF 41 MHz émission	**16 F**

Prévenez les accidents dus au gaz, réalisez ce détecteur ultra-simple



Le gaz est un combustible très propre et très pratique mais, il faut bien le reconnaître, relativement dangereux. Toxique et explosif mélangé à l'air, le gaz domestique doit absolument être maintenu confiné dans les tuyauteries qui lui sont dévolues, ou brûlé.

Le petit appareil décrit ici, bien que très simple, est capable de déceler la présence de gaz combustibles dans l'air ambiant, en concentrations notablement inférieures aux seuils de danger, à condition qu'un certain soin soit apporté à son régalge.

Principe de fonctionnement

Le schéma de la **figure 1** montre que le cœur du montage est en réalité une pièce bien peu coûteuse, puisqu'il s'agit d'une tête d'allume-gaz à piles, disponible pour quelques francs chez n'importe quel droguiste ou quincailler de quartier.

Cette pièce contient pourtant un élément très difficile à se procurer autrement, un très mince filament de platine, ou tout au moins d'un métal présentant les mêmes propriétés.

Les filaments chauffants sont largement utilisés dans l'industrie chimique pour toutes sortes d'analyses très précises sur les gaz, en accord avec le principe suivant.

Un filament chauffant alimenté à courant constant atteint une température d'équilibre qui est fonction des possibilités d'évacuation thermique du milieu environnant, donc en fait, de la nature physico-chimique de l'atmosphère dans laquelle il est plongé.

Or, la présence de gaz combustible dans l'air, modifie considérable-

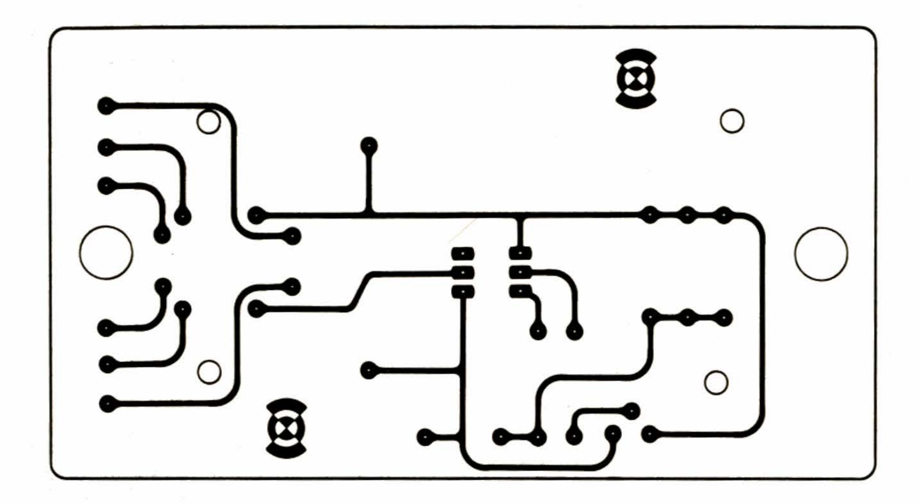


Figure 2

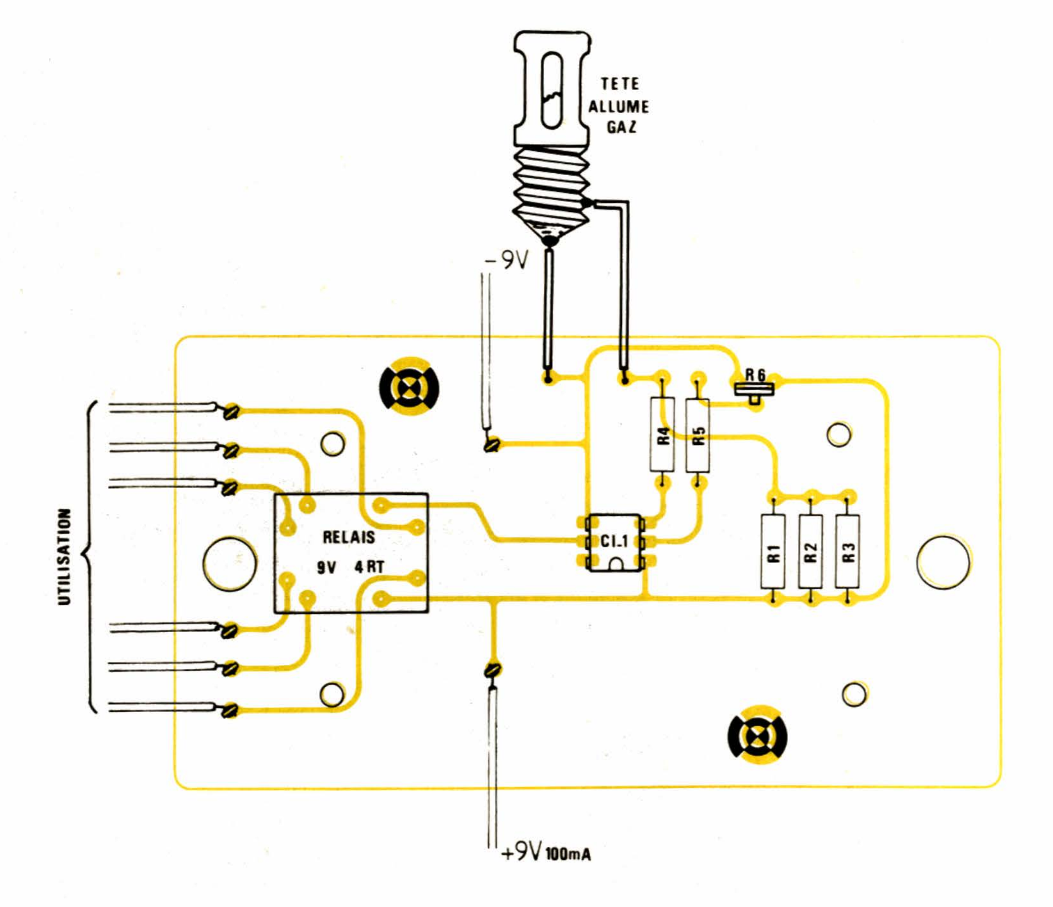


Figure 3

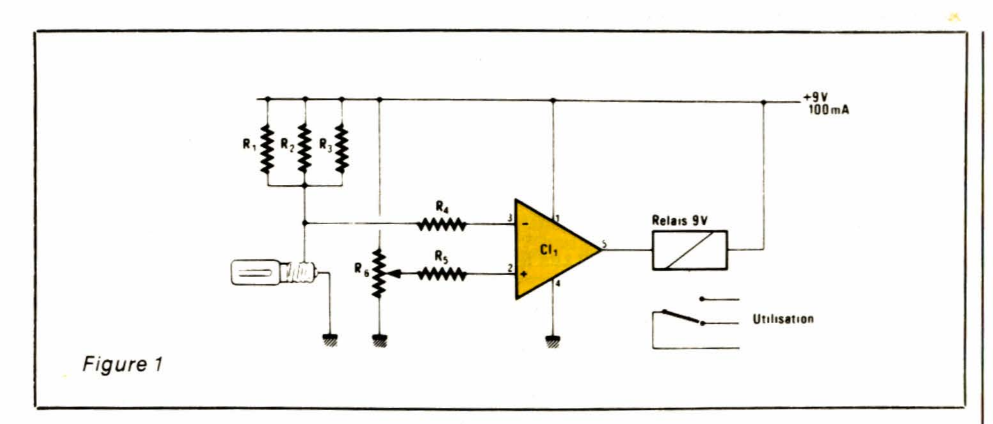


Figure 1

ment les conditions dans lesquelles le filament peut évacuer sa chaleur.

Dans notre cas, le filament est alimenté à partir d'une tension constante de 9 V, à travers une résistance dont la valeur est très forte, devant celle du filament lui-même. On peut donc considérer que le filament est parcouru par un courant sensiblement constant.

Dès lors, si l'évacuation thermique devient moins bonne, la température du filament va augmenter, et sa résistance également (les résistances métalliques sont des CTP).

Sous courant constant, une augmentation de résistance se traduit par une augmentation de tension, que l'ampli opérationnel TCA 335 A, monté en comparateur, peut exploiter pour faire coller le relais.

Ce collage peut être mis à profit de bien des façons: déclenchement d'une alarme sonore, mise en service d'une ventilation mécanique, transmission à une centrale d'alarme, fermeture d'une électrovanne, etc.

Il faut prévoir une alimentation secteur, puisque le montage consomme près de 100 mA sous 9 V en permanence.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé de la **figure 2**, après câblage selon la **figure 3**, pourra être logé dans un boîtier 110 PP de la marque MMP. Il faudra ménager dans l'un de ses panneaux amovibles (voire dans les deux) des orifices de ventilation, ou mieux, placer la tête détectrice à l'extérieur du coffret, dans une douille pour ampoule de lampe de poche ou de cadran de récepteur radios. On pourra également utiliser un voyant standard dont le cabochon aura été démonté.

Il reste assez de place dans le coffret pour y loger toute l'alimentation secteur courante. On pourra éventuellement se passer de transformateur, en prélevant de l'alternatif sur le circuit de sonnerie de l'appartement, ce qui présente de très bonnes garanties de sécurité.

Pour le réglage (dont la précision déterminera directement les performances de l'appareil), on commencera par choisir le nombre de résistances de 47 Ω (R_1, R_2, R_3) entre 1 et 3 de façon à amener le filament juste au-dessous de son point de rougeoiment. Il doit être tout juste possible de le deviner dans l'obscurité totale.

On notera qu'il existe de très larges dispersions d'un échantillon de tête à un autre, et que le réglage sera à refaire en cas de remplacement de l'élément sensible.

Le second réglage consiste tout simplement à agir sur R_6 afin de placer le relais à la limite du collage. C'est à ce niveau que la sensibilité peut être rendue plus ou moins forte. A titre d'exemple, la maquette de l'auteur, réglée au maximum de sensibilité, déclenchait chaque fois qu'un briquet à gaz était utilisé dans un rayon de 3 mètres autour du détecteur.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances

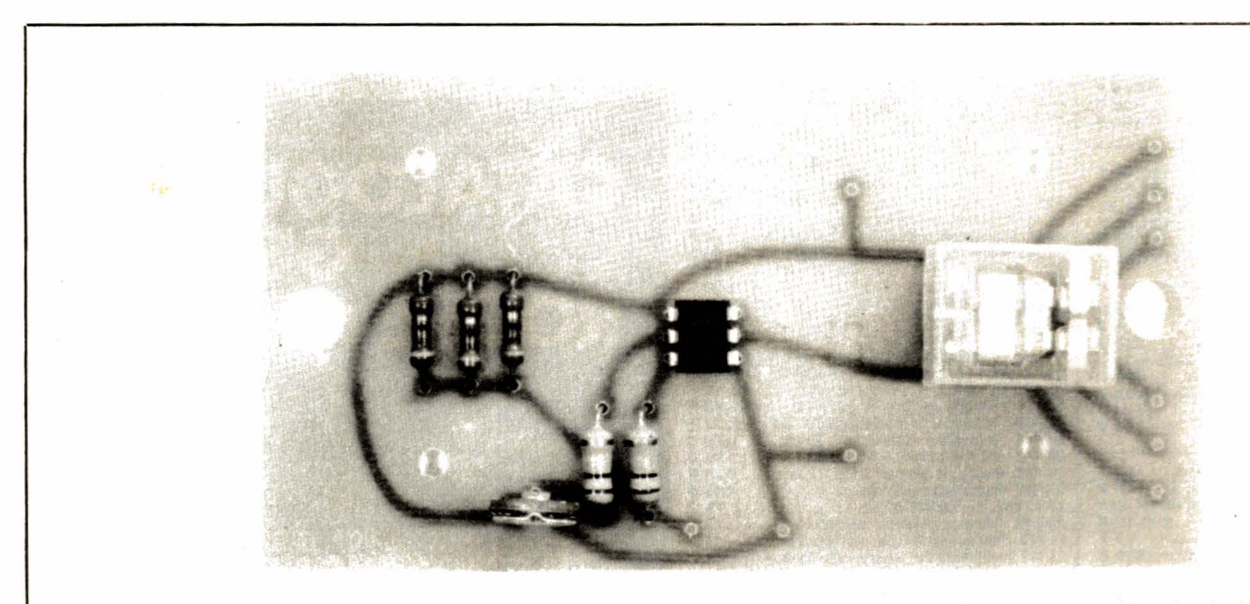
R_1 à R_3 : 47Ω 0,5 W, voir texte.
R_4 : 100 kΩ
R_5: 100 kΩ
R_6: 22 kΩ pot ajustable

Circuits intégrés

CI_1 : TCA 335 A Siemens

Divers

1 tête d'allume gaz à piles.
1 boîtier 110 PP MMP
1 alimentation 9 V 100 mA
1 relais 9 V 2 RT
1 douille à vis

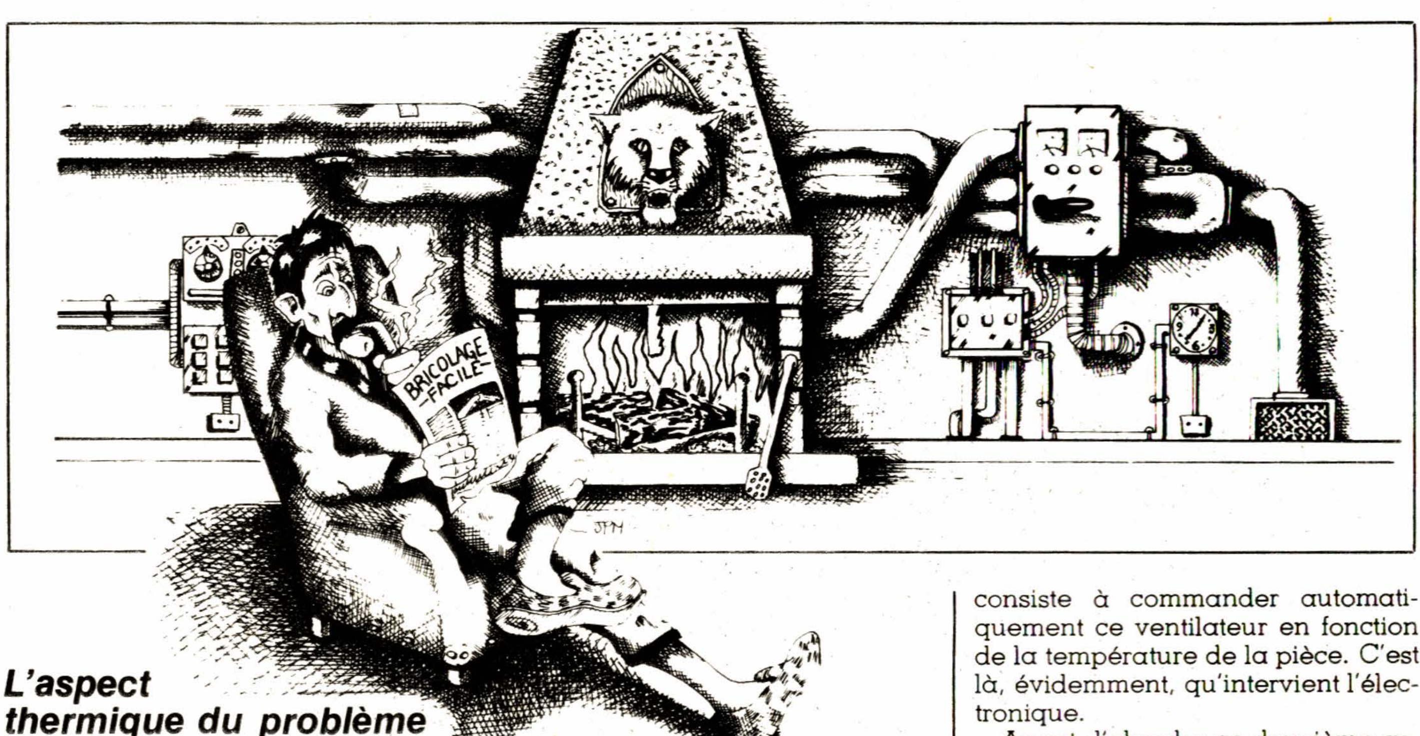


Commande automatique d'un ventilateur pour régulation de température

Temps Difficulté Dépense

Le montage décrit a été conçu, à l'origine, pour réguler la température dans un séjour de résidence secondaire chauffé par une cheminée à bois.

S'il est évidemment plus sympathique que des radiateurs électriques ou qu'une installation à fuel ou à gaz, un tel mode de chauffage n'autorise pas un réglage facile de la température. La solution — indirecte — consiste à agir sur le flux d'une masse d'air chaud, commandé par un ventilateur électrique.



L'aspect thermique du problème

Une cheminée campagnarde, telle celle que nous avons tenté d'illustrer à la **figure 1**, souffre d'un rendement fort médiocre. Si une partie des calories produites par la combustion du bois chauffe la pièce par rayonnement, une autre partie, de loin la plus grande, se perd par convection dans le conduit d'évacuation des fumées: elle ne sert qu'à chauffer l'air extérieur, au-dessus du toit de la maison.

Divers dispositifs permettent cependant d'améliorer cet état de chose. La **figure 1** montre l'un d'eux, aisément réalisable par un amateur. Derrière le manteau de la cheminée, passent quelques tubes métalliques (par exemple des tuyaux de chauffage central) qui, par leurs deux extrémités, débouchent dans la pièce.

Situés au-dessus du foyer, ces tubes s'échauffent fortement: on peut donc récupérer de la chaleur, en y imposant une circulation forcée d'air, à l'aide d'un ventilateur. Le raffinement que nous proposons, consiste à commander automatiquement ce ventilateur en fonction de la température de la pièce. C'est là, évidemment, qu'intervient l'électronique.

Avant d'aborder ce deuxième aspect du problème, indiquons que le silence de fonctionnement conditionne l'agrément d'emploi. Il faudra choisir une soufflerie à rotation lente (un faible débit suffit), et l'enfermer

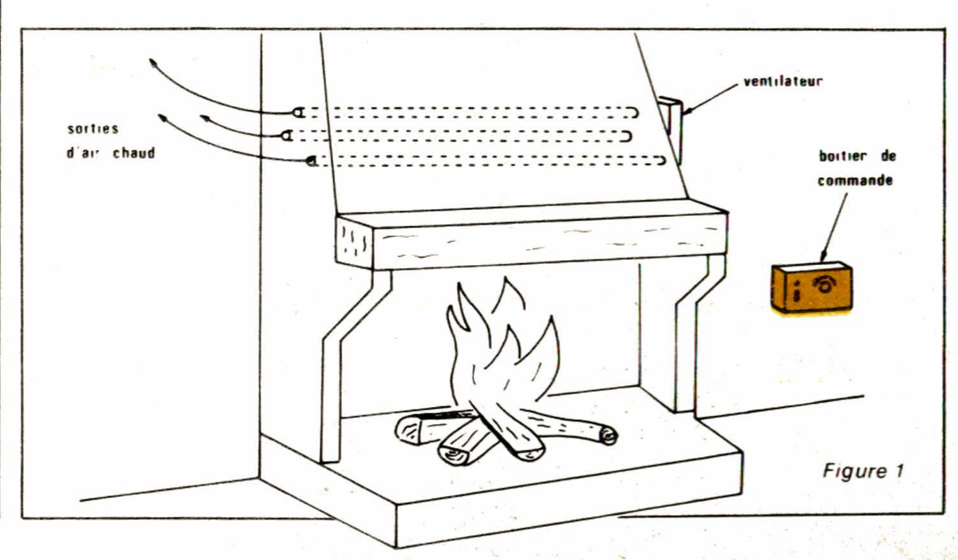


Figure 1

éventuellement dans un coffrage faisant office de silencieux.

Emploi d'une thermistance

Les thermistances, ou résistances CTN (coefficient de Température Négatif), sont des dispositifs semi-conducteurs généralement constitués d'oxydes métalliques (par exemple oxyde de nickel NiO et oxyde de manganèse MnO_3).

Comme pour tous les semiconducteurs, leur résistance diminue lorsque la température croît. Cette affirmation est quantitativement précisée par le diagramme de la **figure 2,**

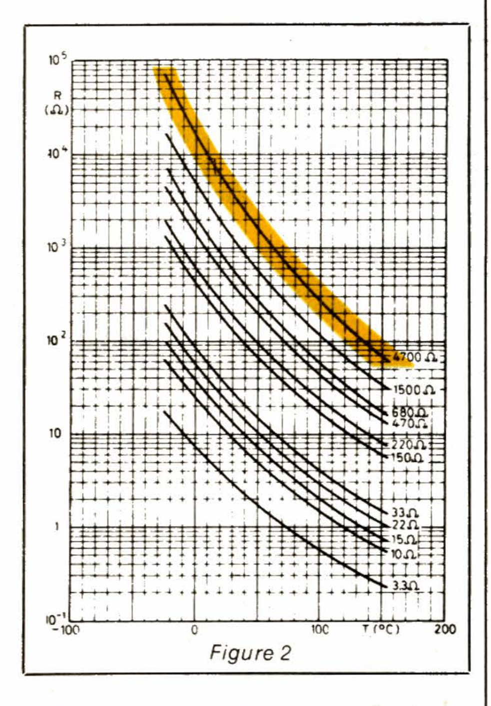


Figure 2

qui donne les variations, en fonction de la température t de la résistance R d'une thermistance offrant une résistance de 4 700Ω à 25 °C. On voit que celle-ci atteint 6 kΩ à 20 °C, 7,5 kΩ à 15 °C, mais quelle n'est que de 3,8 kΩ à 30 °C.

On peut facilement transformer les variations de résistance en variation de tension, grâce au diviseur de la **figure 3** où R_1 est montée en série avec la thermistance R. Pour la thermistance déjà citée précédemment, en choisissant R_1 = 6,8 kΩ et E = 12 volts, nous avons relevé les variations de la tension U en fonction de la température. Les résultats sont consignés dans le diagramme de la **figure 4.**

Pour appliquer les propriétés d'une thermistance à la mise en route ou à l'arrêt d'un ventilateur en fonction de la température, on peut

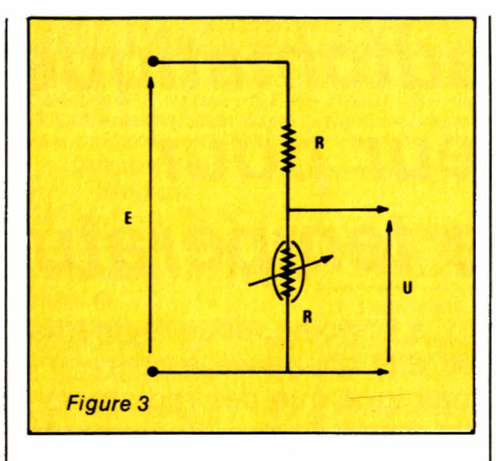


Figure 3

utiliser le montage schématiquement illustré par la **figure 5.** La tension U prise sur le diviseur R_1 R de la **figure 3,** attaque l'entrée inverseuse d'un amplificateur opérationnel CI, dont l'entrée non inverseuse reçoit une fonction fixe V de la tension d'alimentation E, par l'intermédiaire de R_2 et R_3.

Lorsque la température est élevée, la valeur de U passe au-dessous de celle de V ; la sortie de l'amplificateur opérationnel se trouve donc au potentiel + E, et aucun courant ne traverse la bobine du relais. Le moteur M du ventilateur n'est donc pas alimenté. Au contraire, si la température baisse au-dessous du point de consigne déterminé par le choix de R, R_1, R_2 et R_3 U devient supérieur à V. La sortie de l'amplificateur opérationnel bascule au potentiel de la mesure, ce qui alimente la bobine du relais, et met en route le ventilateur, par l'intermédiaire des contacts K.

Schéma complet du régulateur

On le trouvera à la **figure 6,** qui ajoute quelques perfectionnements au schéma trop simple de la **figure 5.**

Le diviseur fixe R_2 R_3, a été remplacé ici par l'ensemble R_2, R_3 et P. Ce dernier potentiomètre permet un réglage de la tension V, donc du point de consigne. Nous avons choisi une plage de 15 à 25 °C, qui encadre la valeur 19 °C, actuellement recommandée.

Compte tenu d'une assez large dispersion des caractéristiques, la résistance à 20 °C de la thermistance R n'est guère connue qu'à ± 20 % près. Pour compenser cette dispersion, nous avons monté, en série avec R_1, une résistance ajustable AJ. Au moment de la mise au point, celle-ci permet de placer, à mi-course du potentiomètre P, le point 20 °C.

Un inconvénient du schéma de la figure 5, réside dans son absence d'hystérésis. Au voisinage du point

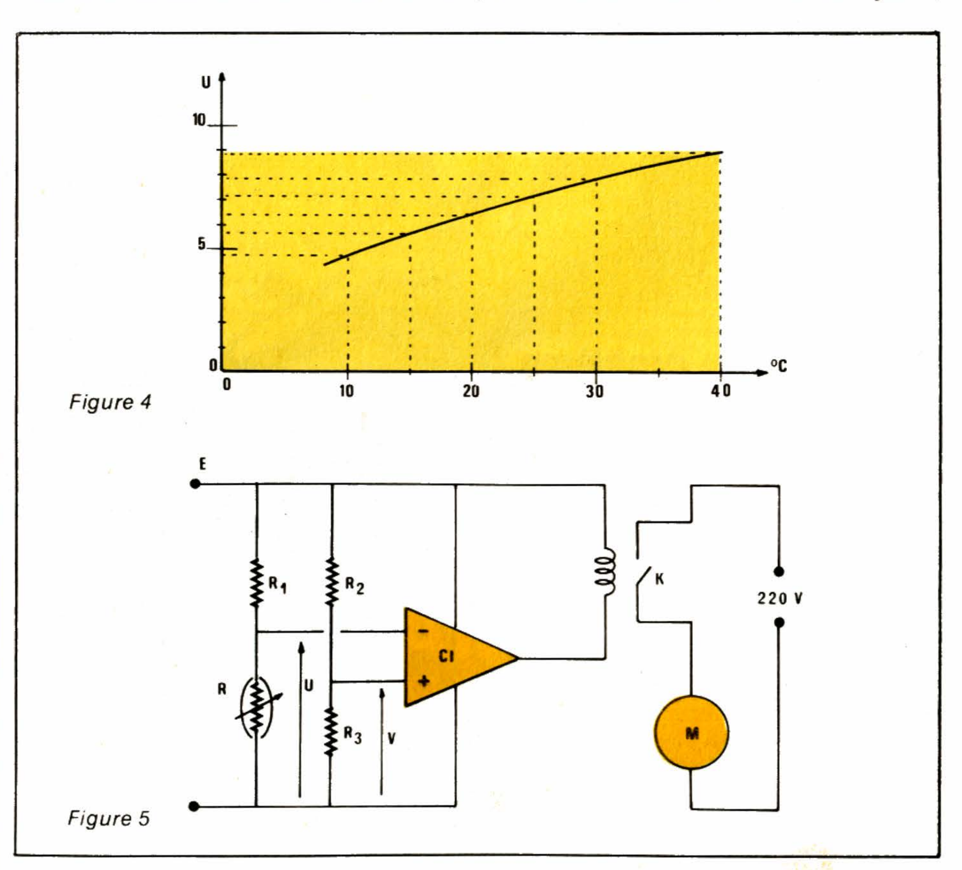


Figure 4

Figure 5

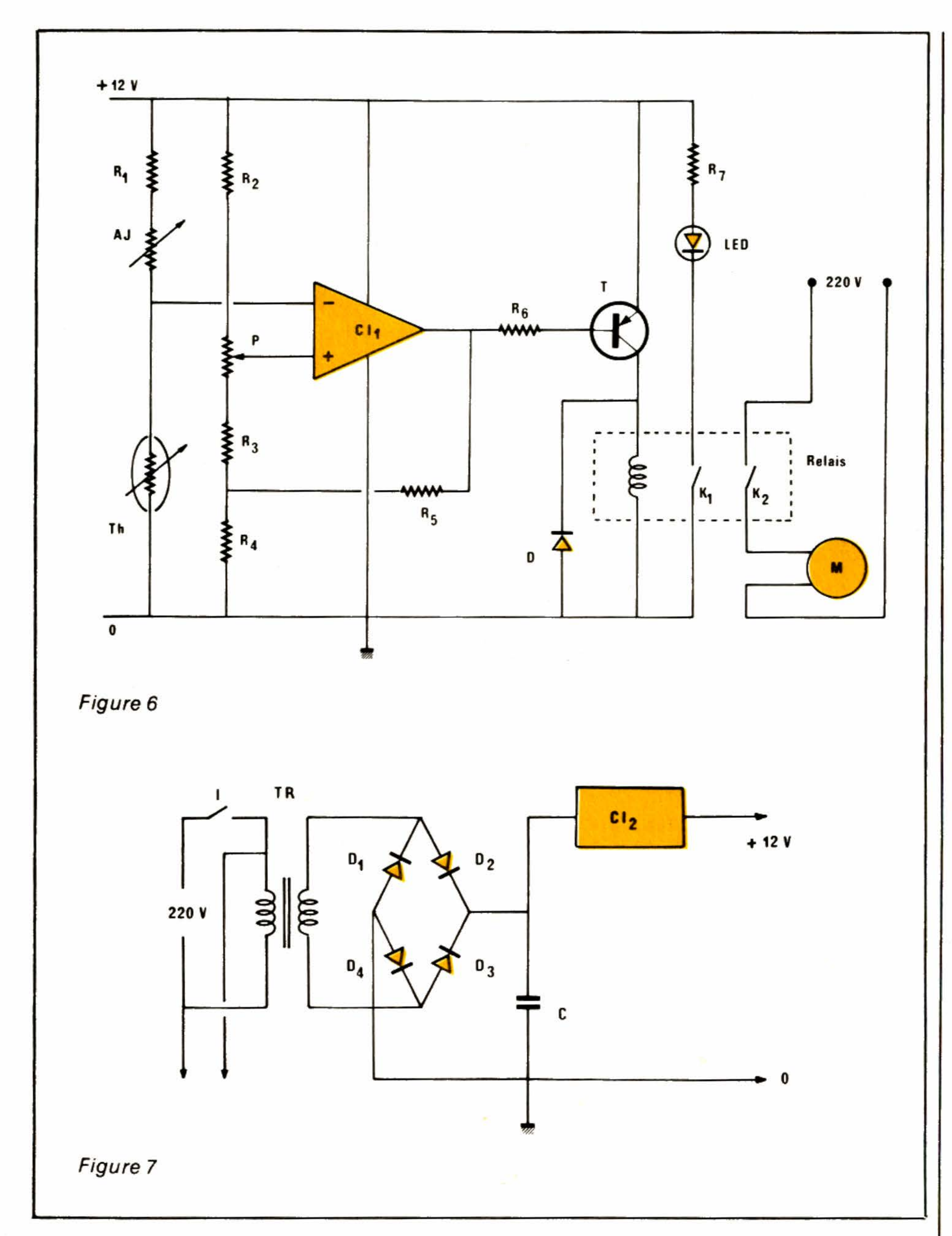


Figure 6

Figure 7

de consigne, les moindres fluctuations de température font passer la sortie de l'amplificateur opérationnel de 0 à 12 volts. Il en résulte une succession rapide de mises sous tension et d'arrêt du ventilateur, ce qui est désagréable, et engendre une usure prématurée du matériel.

Pour pallier ce défaut, nous avons introduit une réaction positive entre la sortie de l'amplificateur opérationnel et son entrée non inverseuse, grâce à R_4 et R_5. L'ensemble prend alors les caractéristiques d'un trigger de Schmitt, avec deux seuils de basculement. Les valeurs choisies donnent une hystérésis d'environ 1 °C. Cela signifie que, pour une température de consigne de 19 °C par exemple, le ventilateur se met en route à 18,5 °C, et s'arrête à 19,5 °C.

Enfin, la volonté d'employer un amplificateur très courant (il s'agit d'un classique 741) ne permettait pas la commande directe d'un relais. Pour obtenir l'intensité nécessaire, nous avons interposé le transistor T, de type PNP. La bobine du relais se trouve donc placée entre collecteur et masse. Elle est doublée par la diode D_5, qui protège le transistor contre les surtensions inverses, à chaque coupure du courant. D'autre part, une diode électroluminescente, polarisée à travers R_7 lors de l'excitation du relais, signale les mises en marche du ventilateur.

L'alimentation

Une alimentation par piles n'est pas concevable pour un tel appareil, destiné à fonctionner des journées entières. Il fallait donc une alimentation secteur, dont la **figure 7** donne le schéma.

L'interrupteur I assure la mise sous tension. A la sortie du secondaire du transformateur, le redressement s'effectue à double alternance grâce à un pont de diodes, et C se charge du filtrage. Enfin, la régulation est confiée à un circuit intégré à trois pattes de type 7812.

Le circuit imprimé et son câblage

La quasi-totalité des composants du régulateur et de son alimentation est regroupée sur un circuit imprimé unique, dont la **figure 8** donne le dessin. Pour l'implantation des composants, on se reportera au schéma de la **figure 9**, et à la photographie de la **figure 10**.

Le relais (voir **figure 11**) est conçu pour une implantation directe sur circuit imprimé. Ses contacts supportent, en alternatif, une tension de 250 volts, et une intensité de 1 ampère. Ils suffisent donc largement à l'alimentation d'un ventilateur de puissance moyenne.

La mise en coffret

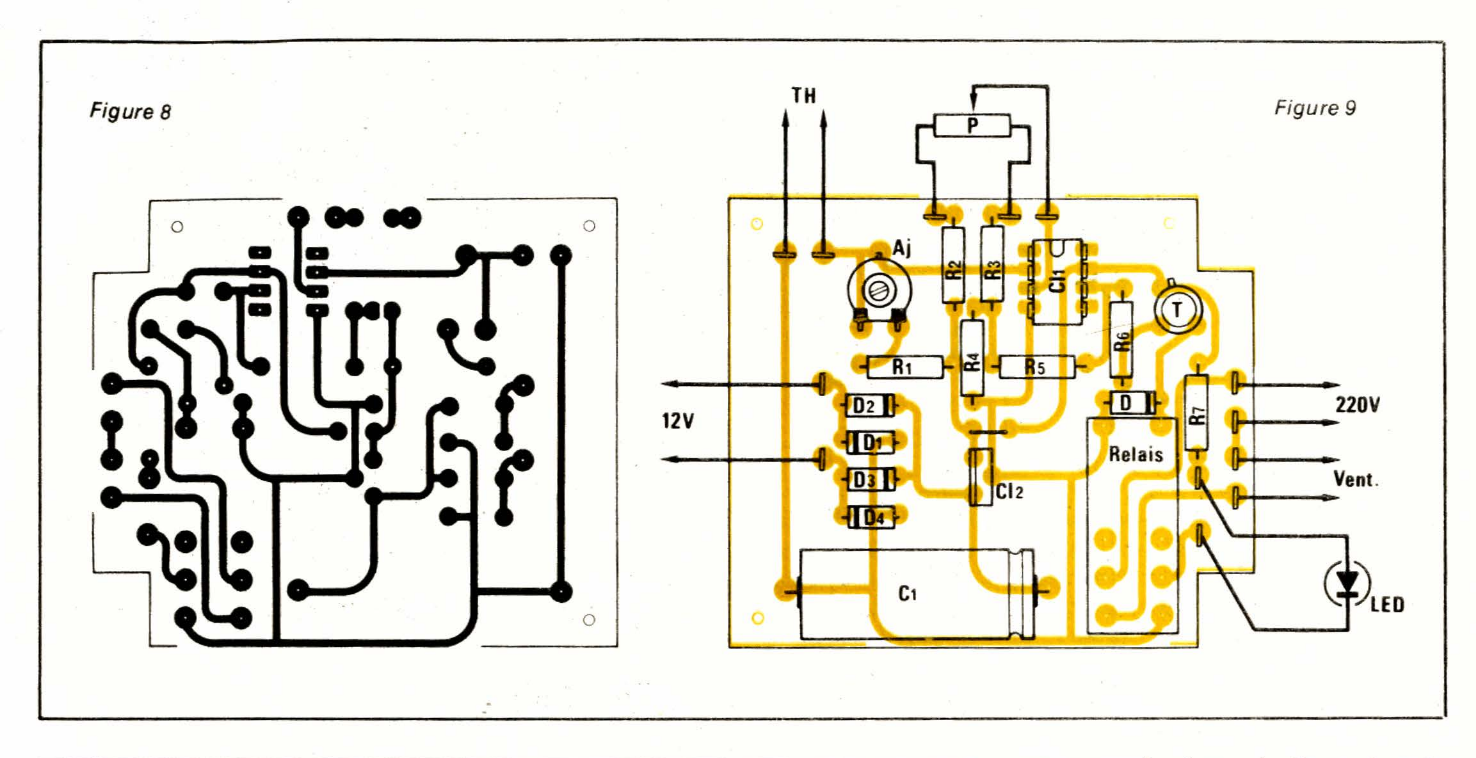
Elle n'offre aucun aspect critique. Pour notre maquette, nous avons sélectionné un boîtier MMP, de référence Pupicoffre 20 M dont la couleur «sable» s'harmonise agréablement avec tous les intérieurs.

La façade reçoit l'interrupteur de mise sous tension, la diode témoin, et le potentiomètre de réglage de la température de consigne.

Sur un côté du coffret, sortent : les fils d'alimentation secteur, les fils de liaison au ventilateur, et ceux qui servent à brancher la thermistance, par l'intermédiaire d'un jack miniature. On peut ainsi choisir la meilleure place pour le capteur, afin qu'il prélève une température moyenne (ne le mettre ni trop près du sol, ni trop haut), à l'abri des courants d'air (éviter le flux sortant de la cheminée, le voisinage d'une fenêtre ou d'une porte).

La mise au point

Elle porte simplement sur le réglage de la résistance ajustable AJ, afin que le point 20 °C du potentiomètre corresponde bien à cette température. Pour cela, et la thermistance étant bien à 20 °C (la plonger



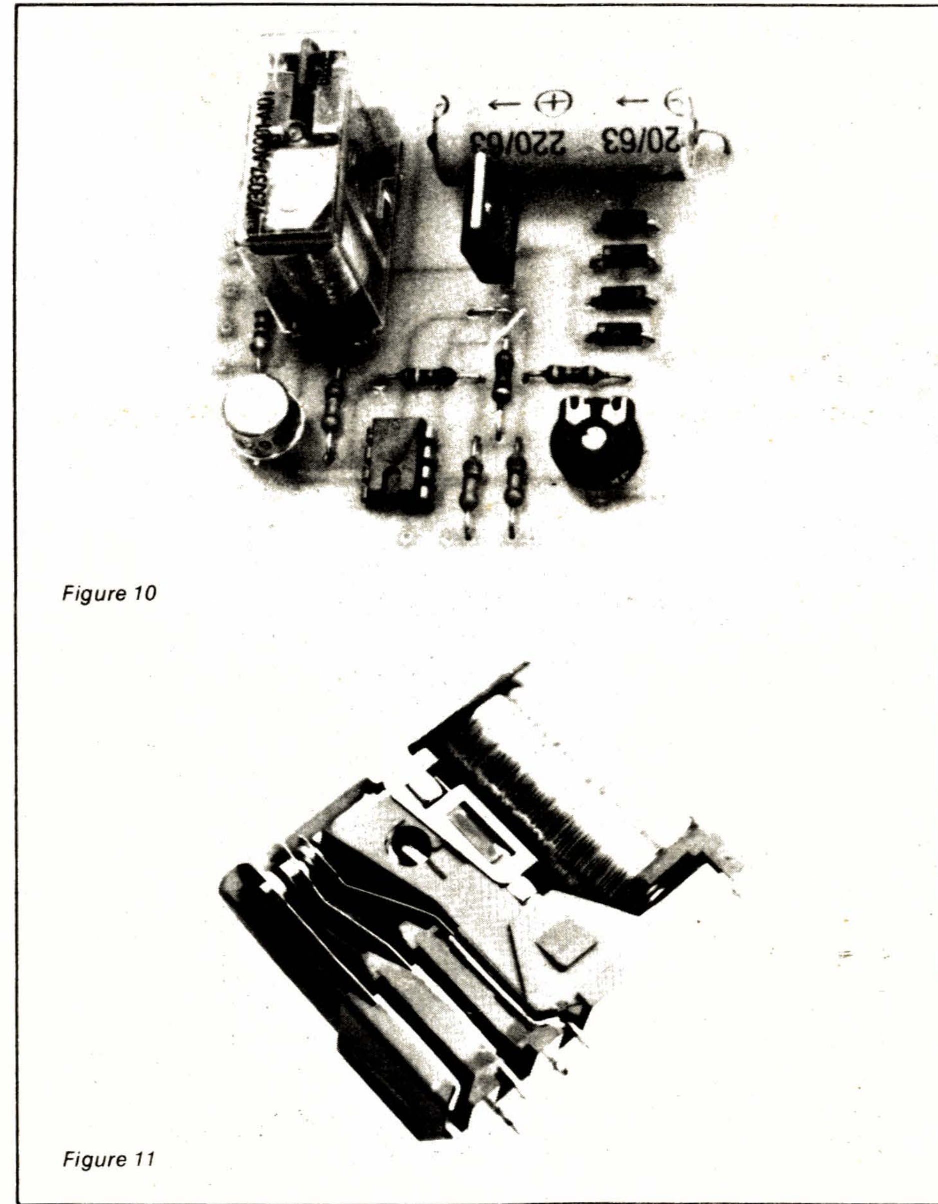


Figure 10

Figure 11

par exemple dans de l'eau à cette température, en l'isolant à l'aide d'un petit sac de plastique), placer le potentiomètre à mi-course. Régler alors AJ pour obtenir la même tension sur les entrées + et − de l'amplificateur opérationnel (c'est-à-dire sur le curseur de P, et sur le point commun à AJ et à la thermistance).

Nomenclature des composants

Résistances 1/4 watt à ± 5 %

R1: 3,9 kΩ; R2: 10 kΩ; R4: 100 Ω; R5: 180 kΩ; R6: 10 kΩ; R7: 1 kΩ.

R3 : 10 kΩ

Résistance ajustable

AJ: 4,7 kΩ Piher (à plat).

Potentiomètre

P: 2,2 kΩ, linéaire.

Condensateur

C: 220 μF (25 volts).

Diodes D1 à D5

1 N 4002. Diode LED rouge.

Ampli opérationnel

741 (dual in line à 8 broches).

Régulateur

7812

Transistor

2 N 2905.

Transformateur

Secondaire 12 volts (5 VA).

Relais

Siemens référence V 23037 - A 001 - A 101.

Divers

1 interrupteur; 1 jack miniature.

Coffret

MMP pupicoffre 20 M

Le transistor à jonctions

L'apparition des premiers transistors date de 1948. Elle a très vite entraîné une révolution de l'électronqiue par rapport aux tubes, le transistor apportait en effet des avantages considérables : un faible encombrement, une consommation réduite sous des tensions de quelques volts seulement, une très grande robustesse et une longue durée de vie, etc.

Les premiers transistors étaient des modèles à pointes. Ils ont entièrement laissé la place aux transistors à jonctions, dont nous parlerons uniquement.

Ce premier article sera consacré à la structure du dispositif, et aux fondements de son fonctionnement, c'est-à-dire à l'effet transistor.

Deux jonctions très voisines dans un même cristal

Il existe différentes configurations de transistors, liées à diverses techniques de fabrication. Fondamentalement, toutes peuvent se ramener à la structure qu'illustre la **figure 1**.

Dans un petit monocristal de germanium ou de silicium, on réalise trois zones de type P et N alternés. Ceci conduit à deux possibilités, qui aboutissent aux transistors NPN (**figure 1, a**) ou PNP (**figure 1, b**). On crée ainsi deux jonctions très voisines l'une de l'autre : elles sont séparées 'envrion 1 µm.

Comme on le constate sur la figure 1, une dissymétrie apparaît, à cause des dimensions différentes des deux jonctions : nous justifierons ultérieurement cette différence.

La zone centrale s'appelle la base, les zones extrêmes constituent, respectivement, le collecteur et l'émetteur. Symboliquement, on représente les transistors NPN et PNP par les dessins de la **figure 2**, que tous nos lecteurs connaissent : NPN en **figure 2 a**, et PNP en **2 b**.

Le transistor en circuit ouvert

Un transistor comporte deux jonctions PN en circuit ouvert : on retrouvera donc, dans son étude, des phénomènes déjà rencontrés lors de celle de la diode. Prenons, pour appuyer nos raisonnements, le cas d'un transistor NPN ; il suffirait d'inverser tous les signes pour un PNP.

Dans la **figure 3**, la partie supérieure illustre la distribution des charges dans le cristal. Sur la jonction collecteur-base, les électrons, porteurs majoritaires du collecteur (semiconducteur N), diffusent vers la base, où ils se recombinent avec les trous. Inversement les trous, porteurs majoritaires de la base (semiconducteur P), diffusent vers le collecteur, où ils se recombinent avec les électrons. Il apparaît donc une double charge spatiale, de part et d'autre de la jonction, à cause de la neutralisation de porteurs libres.

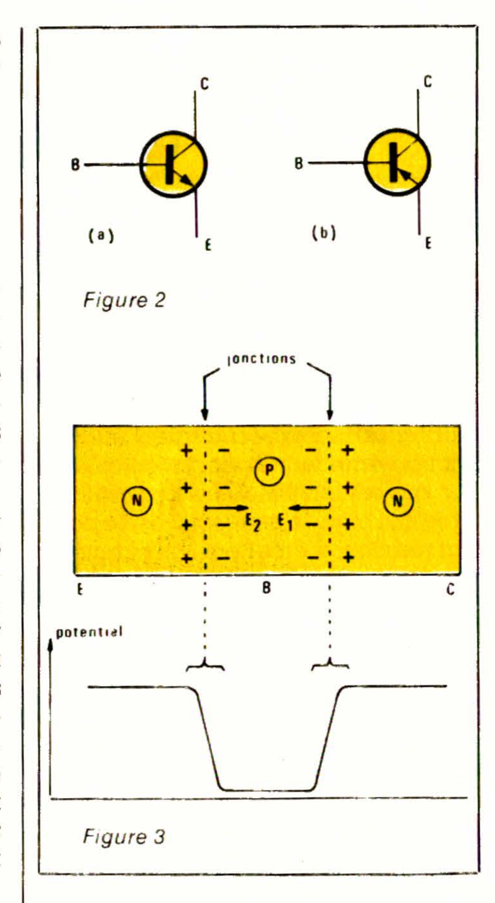


Figure 2

Figure 3

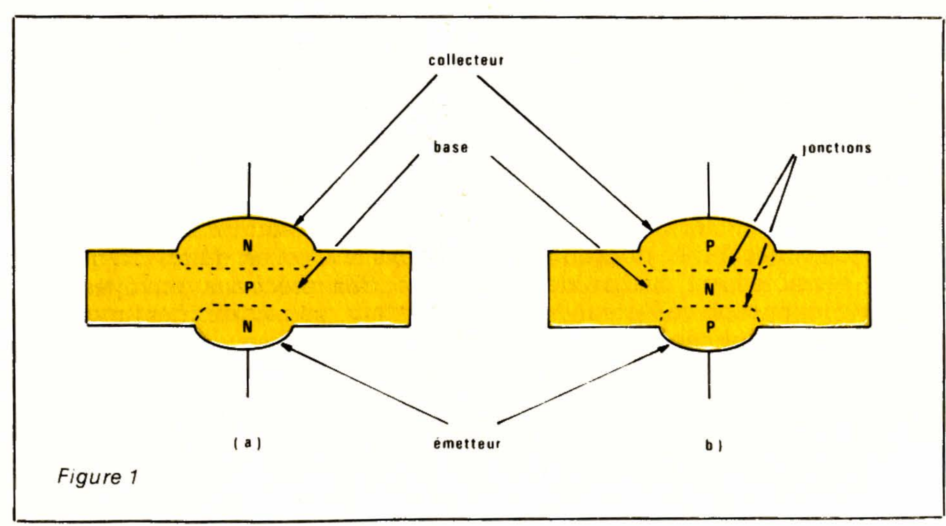


Figure 1

Cette charge spatiale entraîne la naissance d'un champ électrique E_1, donc d'une barrière de potentiel. Celle-ci apparaît sur la courbe de la partie inférieure de la **figure 3**.

Les mêmes phénomènes s'appliquent à la jonction émetteur-base. La double charge spatiale, symétriquement orientée par rapport à la précédente, entraîne l'apparition du champ électrique E_2. Il lui correspond également une barrière de potentiel, comme on le voit dans la courbe inférieure. Celle-ci, finalement, décrit les variations du potentiel, le long du cristal.

Les courants résiduels dans un transistor

Réalisons, toujours avec un transistor NPN, le montage de la **figure 4**, ou l'émetteur reste « en l'air ». La jonction collecteur-base (CB) se trouve polarisée en inverse par la source continue E : elle est donc bloquée. Il y circule cependant un faible courant inverse, pratiquement indépendant de E, et dont l'étude de la diode nous a appris qu'il était dû aux porteurs minoritaires créés par agitation thermique.

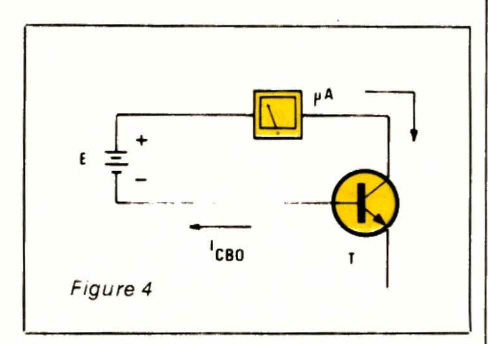


Figure 4

C'est le courant résiduel de collecteur, à émetteur ouvert. On la note I_{CBO} (O, pour « ouvert »).

Le montage de la **figure 5** permet maintenant d'expérimenter sur la jonction émetteur-base, avec collecteur ouvert (en l'air). Le courant inverse qui circule cette fois, est le courant résiduel d'émetteur, à collecteur ouvert. On le note I_{EBO}.

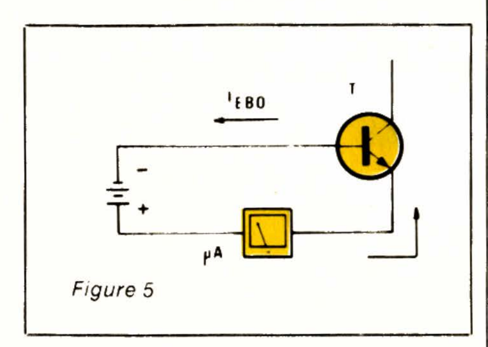


Figure 5

Examinons enfin le cas de la **figure 6**. Compte-tenu de la polarité de la source, on voit que, maintenant, la diode émetteur-base conduit, mais que la diode collecteur-base est bloquée. On pourrait s'attendre, alors à ce que le courant résiduel soit I_{CBO}. Or, l'expérience montre qu'on trouve un courant résiduel, noté I_{CEO} (Base ouverte) très supérieur :

$$I_{CEO} >> I_{CBO}$$

c'est le courant résiduel de collecteur, avec la base ouverte.

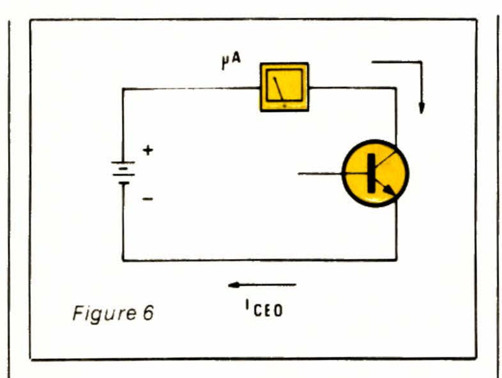


Figure 6

Cette différence montre qu'on ne peut pas assimiler un transistor au simple montage de deux diodes en opposition : la distinction résulte de l'effet transistor, que nous analyserons ci-dessous.

Observation expérimentale de l'effet transistor

Réalisons le montage de la **figure 7**, autour du transistor T de type NPN.

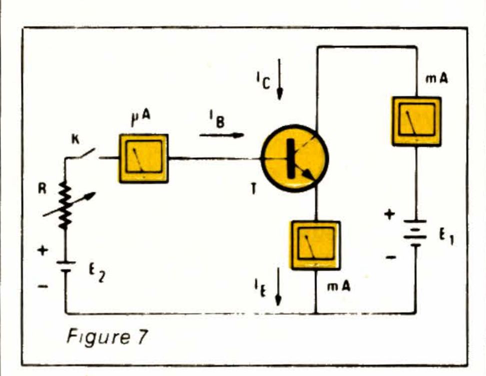


Figure 7

Dans un premier temps, l'interrupteur K reste ouvert : la base est alors en l'air, et on retrouve les conditions de la **figure 6**. Le courant de collecteur est le courant résiduel, ou courant de fuite, I_{CEO}.

Si, maintenant, on ferme K, on constate :

- le passage d'un courant d'émetteur I_E important (son intensité dépend de E_2 et de R), ce qui est normal. En effet, la jonction émetteur-base se trouve polarisée en direct et est conductrice.
- Simultanément, le passage d'un courant de collecteur I_C, dont l'intensité est sensiblement voisine de I_E, alors que la jonction collecteur-base est toujours polarisée en inverse. C'est ce phénomène qui constitue l'effet transistor.

Si on regarde les choses de plus près, on s'aperçoit que, seul, un faible courant I_B pénètre dans la base et que :

$$I_E = I_C + I_B$$

Cette dernière relation traduit d'ailleurs la conservation des quantités d'électricité : la somme des courants qui **pénètrent** dant le transistor ne peut qu'être nulle.

Faisons ensuite varier R, ce qui entraîne des variations de l'intentisé I_B. On constate que I_C varie lui aussi, et sensiblement proportionnellement à I_B.

Interprétation physique de l'effet transistor

Nous raisonnons, comme précédemment, sur le cas d'un transistor de type NPN.

Dans l'émetteur comme dans le collecteur, régions de type N, les électrons sont les porteurs majoritaires. Dans la base, région de type P, ils deviennent minoritaires, tandis que les trous sont alors les porteurs majoritaires.

En circuit ouvert, comme le montrait la **figure 3**, les barrières de potentiel qui prennent naissance au niveau des jonctions, s'opposent à la circulation des porteurs majoritaires.

Par contre, lorsque, par la source de tension E_2 de la **figure 7**, on applique une polarisation directe à la jonction émetteur-base, la hauteur de la barrière de potentiel correspondante diminue, et les porteurs majoritaires peuvent trvarser cette jonction. Il s'établit un courant I_E, dû essentiellement au passage d'électrons de l'émetteur vers la base.

Une fois injectés dans la base, les électrons se trouvent très proches de la jonction de collecteur (on se rappelle que l'épaisseur de la base est de l'ordre du micromètre). Ils sont donc soumis à l'action du champ électrique E_1 (Voir **figure 3**), qui exerce sur eux une force dirigée **vers le collecteur.** Les électrons envoyés (émis) par l'émetteur, sont donc captés (collectés) par le collecteur, ce qui donne naissance au courant I_C.

Nous avons pourtant constaté que I_C restait légèrement inférieur à I_E, et qu'il apparaissait un faible courant de base I_B. Ceci est dû au fait qu'une partie des électrons envoyés par l'émetteur, se recombinent avec les trous de la base : tous n'arrivent donc pas sur le collecteur. I_E, donc, comporte un faible courant de trous, I_B, provenant de la base. Celle-ci, pour rétablir son équilibre électrique, puise ce courant dans la source E_2 de la **figure 7.**

Justification de la dissymétrie collecteur-émetteur

Pour des raisons qui apparaîtront plus loin, il est nécessaire de réduire autant que posiible le courant de base, pour un courant d'émetteur donné. On y parvient par trois moyens qui se complètent :

- d'abord, en diminuant l'épaisseur de la base. Ainsi, on diminue les chances de recombinaison des électrons avec des trous, et on permet aux électrons d'atteindre plus vite la jonction de collecteur
- ensuite, en diminuant la densité des trous dans la base. Cette zone du cristal, de type P dans le cas considéré, sera donc faiblement dopée
- enfin, en donnant, à la jonction de collecteur, une surface sensiblement

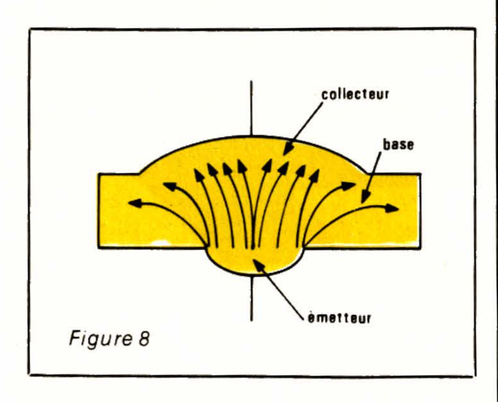


Figure 8

supérieure (deux ou trois fois) à celle de la jonction d'émetteur. La **figure 8** montre alors que même les électrons qui auraient tendance à diverger à partir de l'émetteur, sont captés par le collecteur.

Intérêt pratique de l'effet transistor

Reportons-nous, encore une fois, au schéma de la **figure 7**, en précisant des ordres de grandeur vraisemblables :

- l'intensité de base atteint 100 μA ; on sait, d'autre part, que la jonction émetteur-base, polarisée en direct, fonctionne sous une différence de potentiel voisine de 0,6 volt (cas du silicium). La puissance absorbée par le transistor, dans son circuit de base, est donc :

$P_B = I_B \cdot V_{BE}$
$P_B = 10^{-4} \times 0{,}6 = 6 \cdot 10^{-5}$ watt

- l'intensité de collecteur, dans ces conditions de travail, sera supposée atteindre 20 mA. Si la source E_2 délivre une tension continue de 10 volts, la puissance commandée par le circuit de collecteur est :

$P_C = I_C \cdot E_2$
$P_C = 2 \cdot 10^{-2} \times 10 = 0{,}2$ watt

Si on effectue le rapport de ces deux puissances, on trouve :

$$\frac{P_C}{P_B} = \frac{0{,}2}{6 \times 10^{-5}} = 3\,300$$

La puissance **commandée** est donc 3 300 fois supérieure à la puissance **de commande.** Il s'agit là d'un résultat absolument général : **l'effet transistor permet de commander des puissances importantes, en ne dépensant qu'une faible puissance de commande.**

Remarque importante

Il n'y a évidemment pas, dans le phénomène que nous venons d'analyser, création d'énergie. Celle qu'on retrouve en sortie doit provenir de quelque part : elle est fournie par les sources qui alimentent le montage. Ce bilan énergétique est souvent mal perçu des électroniciens débutants : nous aurons, dans d'autres articles de cette série, l'occasion d'y revenir en détail.

Techniques de fabrication des transistors

Nous terminerons cette étude par l'examen rapide des principales méthodes de fabrication des transistors à jonctions. Certaines d'entre elles, qui ont marqué les débuts de ces techniques, ne présentent plus qu'un intérêt historique.

La méthode par alliage

Elle était, autrefois, très employée pour la fabrication des transistors basse fréquence, et notamment des PNP au germanium. Après avoir purifié celui-ci, on lui ajoutait, à la température de fusion, une quantité connue d'impureté pentavalente, pour former du germanium N.

Par tirage d'un barreau se solidifiant au sortir de la phase liquide, on fabriquait alors un monocristal, découpé ensuite en plaquettes très minces (quelques micromètres d'épaisseur).

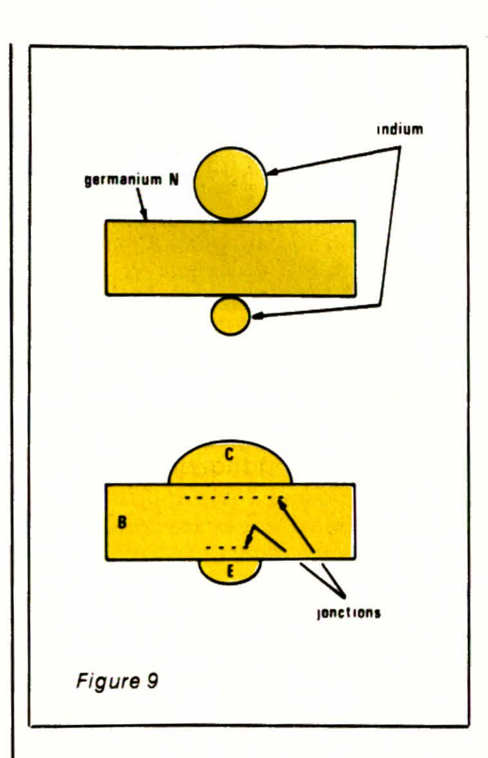


Figure 9

Pour réaliser les jonctions de collecteur et d'émetteur, on disposait, sur les deux faces de la plaquette, deux billes d'indium de tailles différentes (**figure 9, a**) qu'on faisait fondre. L'indium fondu se sature de germanium. Au refroidissement, celui-ci recristallise mais, contaminé par l'indium, il offre une conductibilité de type P (**figure 9, b**).

La diffusion gazeuse

Elle consiste à chauffer un semiconducteur, de type P par exemple, dans une atmosphère gazeuse contenant des impuretés pentavalentes. Celles-ci diffusent vers l'intérieur du semiconducteur, y créant une couche N.

Les méthodes par photogravure

Ce sont actuellement, les plus employés, tant pour les transistors que pour les circuits intégrés. Elles permettent, en particulier, la fabrication des transistors planar, fournissent des bases très minces autorisant l'utilisation aux fréquences élevées, ainsi que des jonctions planes et de grande surface, permettant la dissipation de fortes puissances. Nous détaillons les étapes successives de cette méthode, dans la **figure 10.**

Le substrat de silicium, légèrement dopé en impuretés de type P, est oxydé à 1200 °C par de l'oxygène pur. Il se forme, sur toute sa surface, une couche de silice SiO_2 **(Figure 10, a)**.

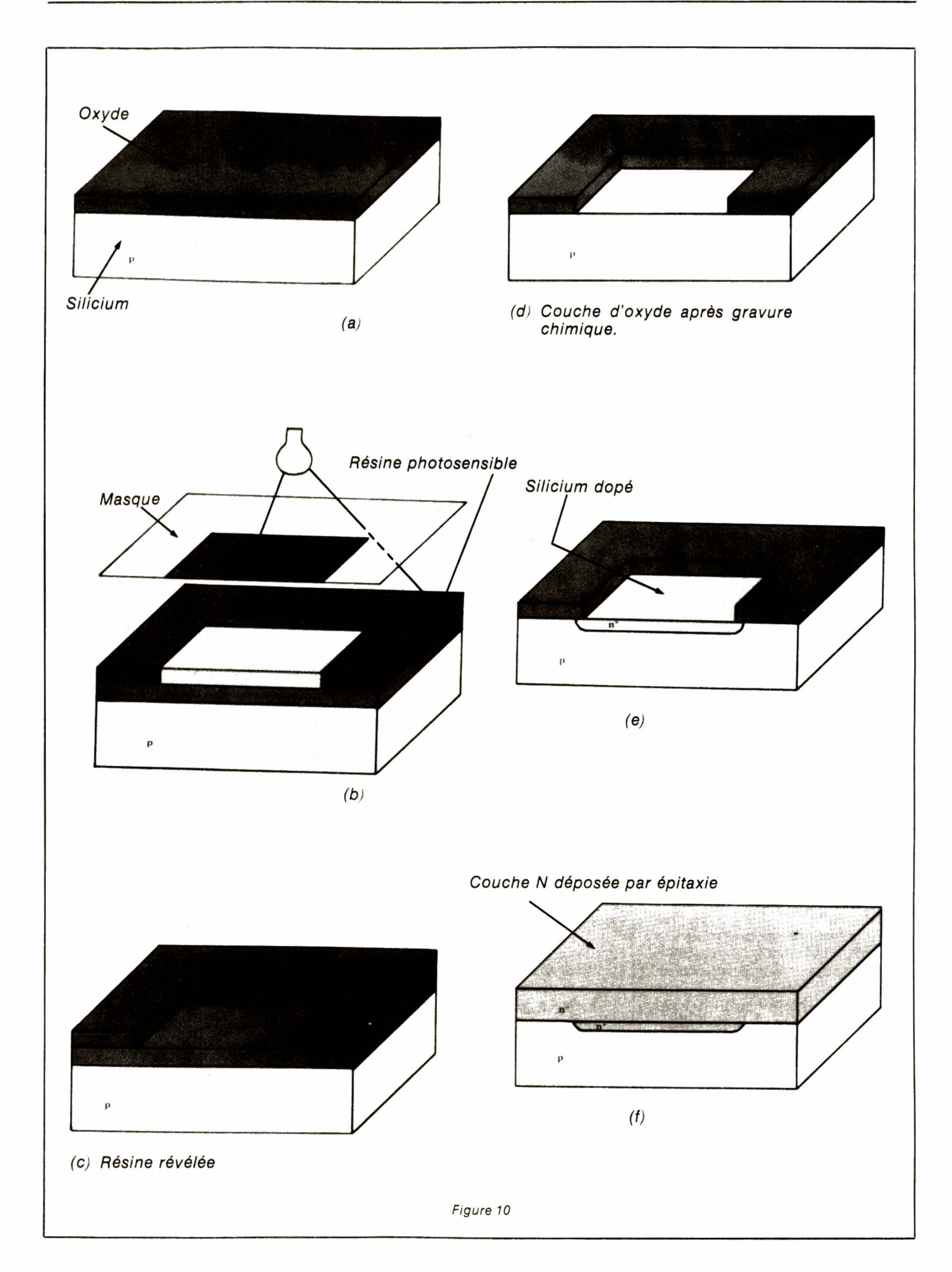

Oxyde
p
Silicium
(a)
p
(d) Couche d'oxyde après gravure chimique.
Masque
Résine photosensible
p
(b)
Silicium dopé
n+
p
(e)
p
(c) Résine révélée
Couche N déposée par épitaxie
n
n+
p
(f)

Figure 10

Emetteur

Contact du collecteur

Base

(g)

Collecteur

Oxyde

(h)

Dépôt d'aluminium (après gravure)

(i) Le transistor est prêt à recevoir ses connexions de sortie, celles-ci sont effectuées par micro soudure sur les dépôts d'aluminium.

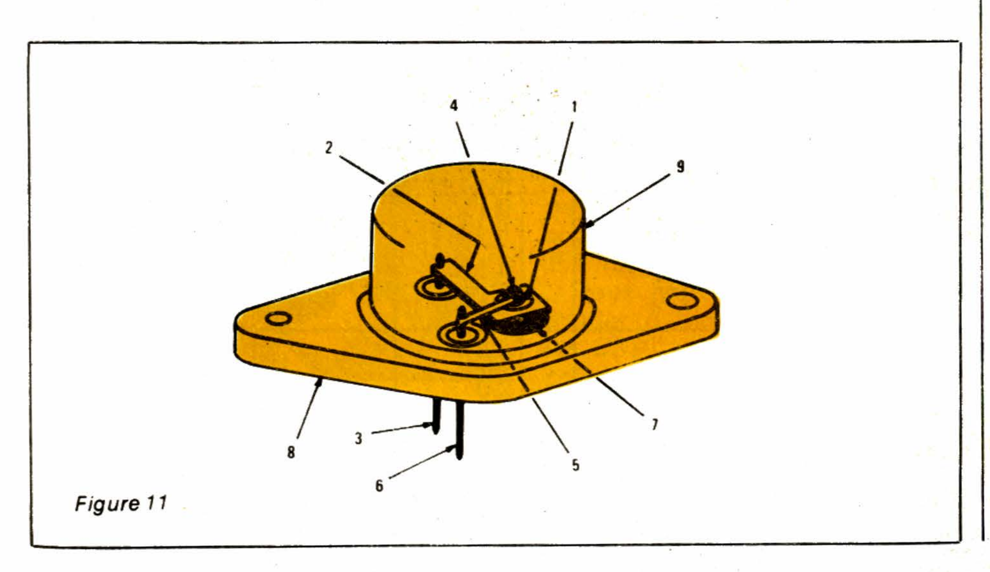


Figure 11

Après avoir recouvert cette silice d'un film photosensible, on pratique l'insolation à travers un masque (**figure 10, b**). Après passage dans un révélateur, la partie non exposée est dissoute, alors que l'autre subsiste (**figure 10, c**). On procède, alors, à l'attaque chimique de la silice non protégée, puis on élimine le film sensible, ce qui conduit au résultat de la **figure 10, d**.

Le support, alors, est traité dans un four, en présence d'impuretés gazeuses de type N (phosphore, arsenic ou anti-moine). Les atomes dopants pénètrent dans le silicium P non protégé, et forment une couche N fortement dopée (N^+), comme le montre la **figure 10, e**. Cette couche N^+, très conductrice, servira de connexion pour le collecteur.

La silice restante étant éliminée, on dépose maintenant, par épitaxie, une couche N faiblement dopée (couche N^-), ce qui conduit au résultat de la **figure 10, f**. Les étapes suivantes consistent en une succession de dépôts de résine photosensible, d'expositions aux ultra-violets et de développements, dont nous n'illustrerons pas tous les détails, nous contentant d'en montrer les résultats. On fabrique ainsi, successivement, une zone P qui formera la base, puis des zones N^+ qui serviront de contacts pour le collecteur et pour l'émetteur (**figure 10, g**).

Une nouvelle couche de silice, dans laquelle on ménage des fenêtres par photogravure et attaque chimique, est alors déposée sur l'ensemble (**figure 10, h**), puis recouverte d'aluminium, par évaporation sous vide. Après attaque chimique, on ne garde que trois zones aluminées, destinées à recevoir, par microsoudure, les fils d'émetteur, de base, et de collecteur (**figure 10, i**). Pratiquement terminé, le transistor ne demande plus qu'à recevoir un boîtier.

La **figure 11** montre l'allure d'un transistor de puissance, vu en transparence dans un boîtier TO3. On y distingue : la base (**1**) ; la liaison métallique (**2**) et la broche de sortie de la base (**3**) ; l'émetteur (**4**), avec sa liaison (**5**), et sa borne de sortie (**6**) ; le collecteur (**7**), qui sort directement par le boîtier (**8**) ; enfin, le capot protecteur (**9**).

R. RATEAU